UNIVERSITATEA POLITEHNICA BUCUREŞTI

FACULTATEA AUTOMATICĂ ŞI CALCULATOARE

Conf.dr.ing. VALENTIN SGÂRCIU

Conf.dr.ing. DORIN CÂRSTOIU

SISTEME ANALOGICE ŞI NUMERICE PENTRU AUTOMATIZĂRI

CURS

BUCUREŞTI 1995

BIBLIOTECA CENTRALĂ
HORIA VASILE

UNIVERSITATEA POLITEHNICA BUCUREŞTI

FACULTATEA AUTOMATICĂ ŞI CALCULATOARE

Conf.dr.ing. VALENTIN SGÂRCIU

Conf.dr.ing. DORIN CÂRSTOIU

SISTEME ANALOGICE ŞI NUMERICE

PENTRU AUTOMATIZĂRI

CURS

BUCUREŞTI 1995

© 1995 *Orice parte din această lucrare nu poate fi reprodusă, sub nici o formă sau procedeu (maşini electronice, mecanice, fotocopiatoare) fără acordul scris, în prealabil, al autorilor.*

Din partea autorilor

Disciplina SISTEME ANALOGICE ŞI NUMERICE PENTRU AUTOMATIZĂRI este predată studenţilor de la facultatea Ingineria şi Managementul Sistemelor Tehnologice, în anul III, care urmează direcţia de specializare ROBOŢI INDUSTRIALI.

In cadrul lucrării de faţă s-a căutat să se prezinte noţiunile de bază privind structura (arhitectura) sistemelor analogice şi numerice, plecând de la componentele elementare şi finalizând prin exemple sugestive din domeniul de specialitate. Accentul a fost pus pe prezentarea sistemelor electronice, dat fiind situaţia actuală şi tendinţele care se manifestă în construcţia roboţilor industriali.

Fiind un curs care se adresează studenţilor cu cunoştinţe sumare în domeniul electronicii, în prima parte sunt prezentate principalele componente şi circuite electronice (atât analogice cât şi numerice) privite - în principal - prin prisma utilizatorului de sistem.

In partea a doua sunt analizate sistemele analogice şi numerice sub aspectul structural şi al trecerii dintr-o categorie în alta, accentul fiind pus pe utilizarea calculatoarelor în automatizări.

In final sunt prezentate exemple tipice de sisteme automate, cu pondere pe conducerea numerică a maşinilor unelte şi a roboţilor industriali.

Autorii sunt convinşi că această primă formă a cursului se pretează la îmbunătăţiri, atât sub aspectul organizării materialului, cât şi al noţiunilor prezentate; ţinem să mulţumim anticipat tuturor celor care, prin sugestiile şi sfaturile lor, vor contribui la perfecţionarea unei eventuale noi ediţii.

Autorii

Contribuţia autorilor

Conf.dr.ing. V. Sgârciu: Introducere, Cap.1, Cap.2, Cap.3, Cap.10, Cap.11, Cap.12

Conf.dr.ing. D. Cârstoiu: Cap.4, Cap.5, Cap.6, Cap.7, Cap.8, Cap.9

CUPRINS

INTRODUCERE 1

PARTEA ÎNTÂI: COMPONENTE ŞI CIRCUITE ELECTRONICE

CAP.1. COMPONENTE ELECTRICE ŞI ELECTRONICE 5
1.1. Componente pasive de circuit electric 7
1.2. Diode semiconductoare 13
1.3. Tranzistoare 17
1.3.1. Tranzistorul cu joncţiuni (bipolar) 17
1.3.2. Tranzistoare cu efect de câmp (TEC) 24
1.3.2.1. Tranzistoare cu efect de câmp de tip MOS (TEC-MOS) 24
1.3.2.2. Tranzistoare cu efect de câmp cu joncţiuni (TEC-J) 26
1.3.3. Tranzistoare unijoncţiune (TUJ) 27
1.4. Tiristorul, triacul şi diacul 28
1.5. Dispozitive semiconductoare fotoelectrice 30

CAP.2. CIRCUITE ELECTRONICE ANALOGICE 33
2.1. Circuite cu diode, rezistenţe şi surse de tensiune 33
2.2. Circuite redresoare cu diode 36
2.2.1. Redresoare monofazate monoalternanţă 36
2.2.2. Redresoare monofazate dublă alternanţă 38
2.2.3. Redresoare trifazate 41
2.3. Filtrarea tensiunii redresate 43
2.4. Stabilizatoare de tensiune 45
2.5. Circuite cu tiristoare; redresoare comandate 47
2.6. Amplificatoare electronice 51
2.6.1. Generalităţi; clasificare 51
2.6.2. Amplificatoare de semnal mic (amplificatoare de tensiune) 53
2.6.3. Amplificatoare cu reacţie 59
2.6.4. Amplificatoare de curent continuu 63
2.6.5. Amplificatoare operaţionale 67
2.7. Generarea oscilaţiilor sinusoidale 74
2.8. Invertoare 77

CAP.3. CIRCUITE ELECTRONICE NUMERICE 80
3.1. Noţiuni de algebră logică 80
3.2. Minimizarea funcţiilor logice 91
3.3. Circuite logice combinaţionale 96
3.3.1. Analiza circuitelor logice combinaţionale 98
3.3.2. Sinteza funcţiilor logice combinaţionale 100
3.4. Circuite logice secvenţiale 107
3.5. Noţiuni de teoria sistemelor

de numeraţie; coduri 114
3.6. Realizarea circuitelor logice 121
3.6.1. Circuite logice cu relee 122
3.6.2. Circuite de comutaţie 123
cu diode semiconductoare 126
3.6.3. Circuite de comutaţie cu tranzistoare 130
3.6.4. Circuite logice integrate 135
3.6.4.A. Circuite basculante bistabile 138
3.6.4.B. Numărătoare 143
3.6.4.C. Registre tampon; registre de deplasare 146
3.6.4.D. Decodificatoare 149
3.7. Dispozitive de afişare numerice

PARTEA A DOUA: SISTEME ANALOGICE ŞI NUMERICE

CAP.4. MICROPROCESOARE, STRUCTURA GENERALĂ A UNUI SISTEM DE CONDUCERE A PROCESELOR 154
4.1. Microprocesoare 154
4.2. Structura generală a unui sistem de conducerea proceselor 183

CAP.5. CONVERTOARE NUMERIC ANALOGICE 187
5.1. Tipuri de coduri CNA 187
5.3. Tehnici de conversie numeric analogică 191

CAP.6. CONVERTOARE ANALOG NUMERICE 201
6.1. Tehnici de conversie analog numerică 201
6.2. Convertoare analog numerice cu reacţie 201
6.3. Conversia analog numerică prin integrare 210

CAP.7. CALCULATOARE PERSONALE (PC), INTERFAŢAREA LA MAGISTRALA PC 215
7.1. Magistrale sistem 215
7.1.1. Magistrala externă a sistemelor monoprocesor 216
7.1.1. Magistrala sistemelor multiprocesor 217
7.2. Magistrala IBM PC 219
7.3. Conectarea porturilor 222
7.4. Structura întreruperilor 231

CAP.8. SISTEME DE ACHIZIŢIE DE DATE 236
8.1. Analiza performanţelor SIA 236
8.1.1. Ecranarea (guarding) 240
8.1.2. Conexiunea la masă, ecranarea şi tensiunea de alimentare 242
8.1.3. Alte performanţe 246
8.2. Elemente componente ale SIA 249
8.2.1. Elemente de conectare 249
8.2.2. Elemente de tratare primară a semnalului analogic 251
8.2.3. Multiplexarea analogică 256

8.2.4. Amplificatoare 261
8.2.5. Elemente de eşantionare şi reţinere 261
8.3. Modalităţi de implementare a subsistemului intrărilor analogice 263
8.4. Sisteme de achiziţie de date 265
8.4.1. Sisteme cu un singur canal 266
8.4.2. Sisteme multicanal 266
8.4.3. Sisteme de achiziţie de date integrate 269
8.5. Prelucrarea primară a semnalelor analogice 270
8.5.1. Filtrarea software 270
8.5.2. Tratarea încadrării între limite 274
8.5.3. Conversia în unităţi inginereşti 275
8.5.4. Liniarizarea 284
8.6. Subsistemul intrărilor numerice 284
8.6.1. Analiza performanţelor SIN 285
8.6.2. Elementele componente ale SIN 286

CAP.9. SUBSISTEMUL IEŞIRILOR 288
9.1. Subsistemul ieşirilor analogice 288
9.1.1. Analiza performanţelor SOA 288
9.1.2. Elementele componente ale SOA 289
9.1.3. Structura SOA 290
9.2. Subsistemul ieşirilor numerice 294

PARTEA A TREIA: EXEMPLE DE APLICAŢII

CAP.10. SISTEME DE REGLARE AUTOMATĂ 296

CAP.11. ECHIPAMENTE DE COMANDĂ NUMERICĂ A MAŞINILOR UNELTE 308

CAP.12. SISTEME DE CONDUCERE PENTRU ROBOŢI INDUSTRIALI 318

INTRODUCERE

Necesitatea conducerii proceselor aferente diverselor sfere de activitate umană a atras după sine perfecţionarea permanentă a echipamentelor destinate realizării acestui scop. Odată cu creşterea în complexitate a proceselor conduse s-au îmbunătăţit - atât sub aspectul performanţelor cât şi al tehnologiilor de realizare - dispozitivele (sistemele) de conducere.

Dispozitivele care realizează operaţiile de comandă şi reglare ale instalaţiilor şi proceselor tehnice - în general conducerea proceselor - sunt denumite dispozitive (echipamente) de conducere automată, iar disciplina care le studiază se numeşte automatică.

Aşadar, *automatica* este o componentă a ştiinţelor tehnice care studiază teoria şi practica realizării sistemelor de conducere destinate elaborării deciziilor directe privind funcţionarea proceselor - fără intervenţia nemijlocită a omului - iar aplicarea acesteia la un proces - sau o clasă de procese - se numeşte *automatizare*.

Realizarea unei automatizări presupune parcurgerea unor faze (etape), care pot fi sintetizate astfel:

- cunoaşterea procesului (instalaţiei) supus(ă) automatizării;
- elaborarea unui model - funcţional sau matematic - al procesului;
- definirea strategiei de conducere;
- elaborarea sistemului de automatizare;
- implementarea cu echipamente a sistemului de automatizare.

Diversitatea proceselor conduse face ca problemele pe care trebuie să le rezolve sistemele de automatizare să fie multiple, astfel că şi soluţiile de implementare sunt diversificate. Totuşi, încercând o *clasificare* după natura energiei cu care acestea lucrează, se disting:

- *sisteme de automatizare mecanice* - caracterizate prin simplitate constructivă, posibilitatea încorporării în structura

instalaţiei (procesului) tehnologice, aplicabile la automatizări simple (cu astfel de sisteme nu pot fi realizate funcţii complicate şi nu pot fi automatizate procese rapide);

- *sisteme de automatizare pneumatice şi hidraulice* - aplicabile la procesele care necesită forţe şi puteri mari, în medii explozive, în general în zonele inaccesibile sistemelor electrice;

- *sisteme de automatizare electrice* - cu aria de răspândire cea mai mare - caracterizate prin performanţe ridicate ca: timp de răspuns foarte bun, precizie şi fiabilitate ridicate, posibilităţi multiple de configurare etc.

Privită din punct de vedere al naturii semnalelor prelucrate în cadrul sistemelor de automatizare, se poate face clasificarea în:

- *sisteme analogice de automatizare* - fig.I.1 - care presupun prelucrarea unor semnale continue (analogice); în acest caz toate elementele componente ale sistemului automat au o dependenţă intrare-ieşire caracterizată printr-o funcţie continuă. Mărimile

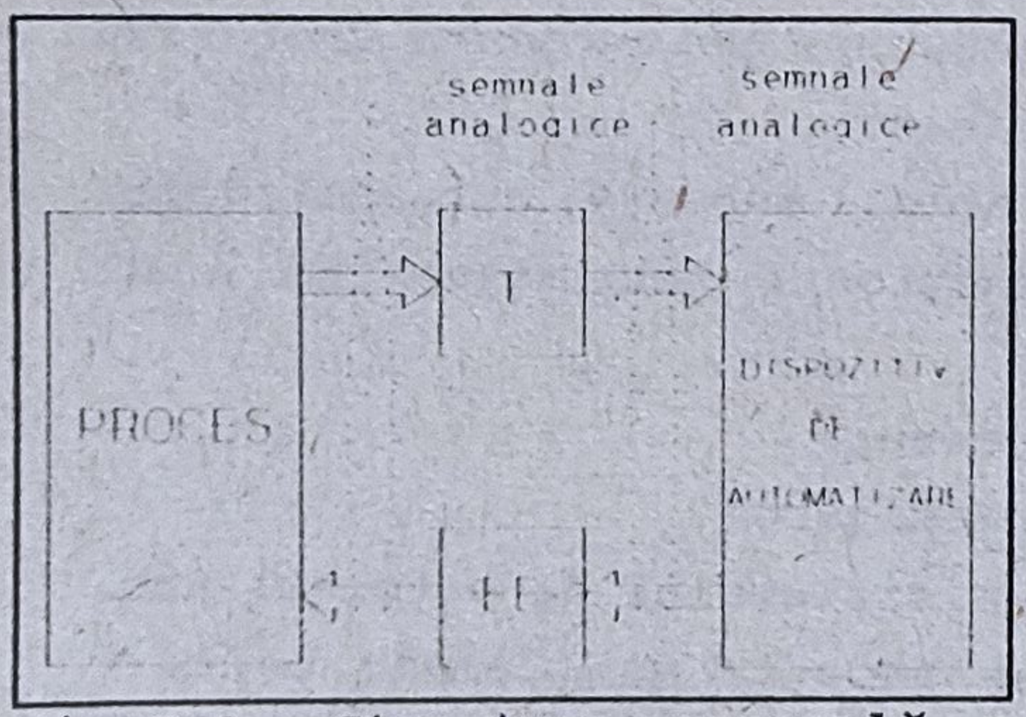

Fig.I.1. Structura generală a automatizărilor analogice

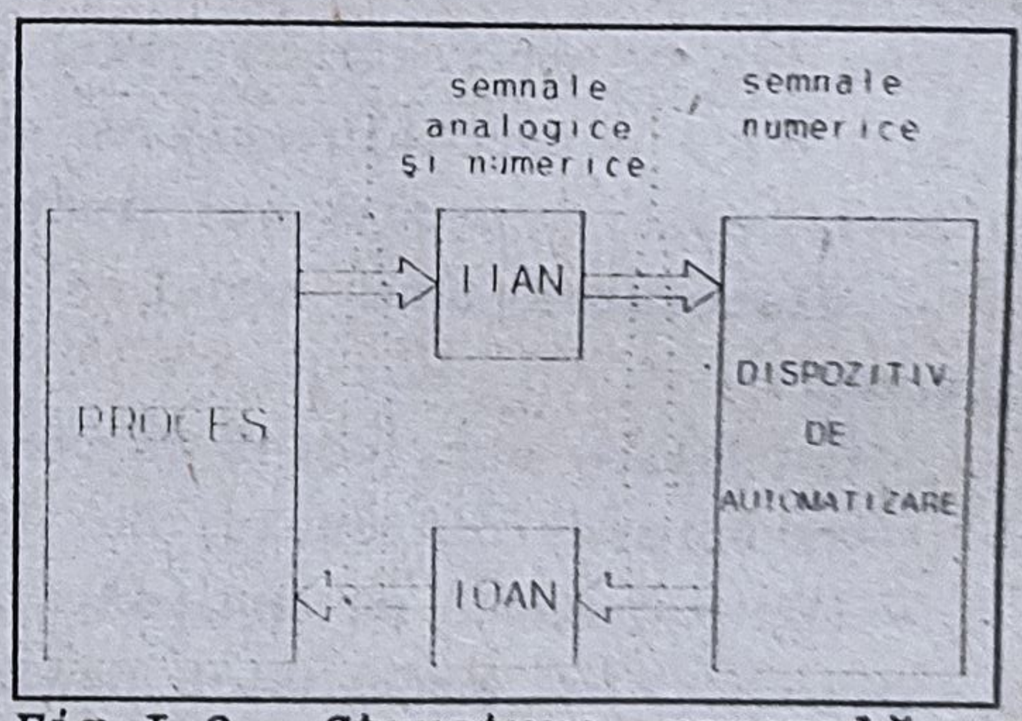

Fig.I.2. Structura generală a automatizărilor numerice

măsurate din proces, care sunt numai de natură continuă, sunt preluate cu traductoare analogice specifice - notate T - şi aplicate, de obicei, sub formă unificată dispozitivului de automatizare, în care sunt implementate legile de reglare cerute de procesul automatizat. In urma comparaţiei mărimilor măsurate cu programul de conducere se elaborează comenzile care, prin interme-

diul unor elemente de execuţie analogice - notate EE - sunt aplicate mărimilor reglate ale procesului. Dispozitivul de automatizare conţine o serie de elemente (blocuri de fixare referinţă, regulatoare, convertoare electropneumatice şi pneumoelectrice, blocuri de calcul etc) toate cu funcţionare continuă.

- *sisteme numerice de automatizare* - fig.I.2 - care presupun prelucrarea unor semnale discrete (numerice). In acest caz mărimile măsurate din proces - care pot fi de natură continuă şi/sau discretă - sunt preluate de interfeţele de intrări analogice şi numerice - notate IIAN - şi transformate în echivalent numeric capabil de a fi prelucrat de dispozitivul numeric de automatizare. Pe baza programului de conducere şi a legilor de reglare implementate - ambele sub formă numerică - sunt elaborate comenzile - de asemenea sub formă de echivalent numeric. Comenzile numerice sunt trecute prin interfeţele de ieşiri analogice şi numerice - notate IOAN - care dau semnalele analogice şi/sau numerice folosite în acţionarea mărimilor reglate ale procesului. In funcţie de complexitatea procesului, dispozitivul de automatizare poate fi realizat în jurul unui regulator numeric dar, în cele mai multe situaţii, se foloseşte un calculator de proces.

Alegerea soluţiei de implementare a automatizării - echivalentă cu strategia de conducere - presupune luarea în considerare a unor aspecte tehnico-economice ca [4]:

- dimensiunea procesului şi gradul său de complexitate;
- perturbaţiile asupra procesului (natura şi mărimea lor, intervalele de timp la care se manifestă);
- durata de viaţă estimată a procesului;
- gradul de dotare cu echipamente de automatizare convenţională - în cazul instalaţiilor automatizate supuse modernizării sau retehnologizării;
- gradul de detaliere în cunoaşterea unui proces tehnologic.

Conducerea proceselor cu calculatoare se justifică printr-o serie de avantaje, dintre care se evidenţiază: calitatea conducerii, constanţa calităţii produselor, utilizarea raţională a forţelor de producţie, întreţinerea, economii în noi investiţii,

îmbunătăţirea cunoaşterii procesului, fiabilitatea ridicată, detectarea regimurilor incorecte de funcţionare, utilizarea calculatorului prin divizarea timpului şi multiprogramare etc.

Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte sistemele electrice analogice şi numerice de automatizare, atât sub aspect funcţional cât şi al componentelor (elementelor) cu care sunt realizate.

Fiind un curs care se adresează studenţilor cu cunoştinţe sumare în domeniul dispozitivelor şi circuitelor electrice şi electronice, noţiunile sunt introduse gradat, pe parcursul a trei părţi:

- în prima parte se prezintă componentele şi circuitele electronice elementare - atât analogice cât şi numerice - care intră în construcţia sistemelor electrice/electronice de automatizare;
- în partea a doua sunt analizate structurile de sisteme analogice şi numerice, accentul fiind pus pe utilizarea calculatorului (de proces sau PC) în realizarea acestora;
- în partea a treia sunt prezentate câteva exemple de sisteme analogice şi numerice destinate automatizării unor procese tipice.

Cap.1. COMPONENTE ELECTRICE ŞI ELECTRONICE

In cadrul sistemelor analogice şi numerice destinate automatizării proceselor din diverse sfere de activitate se întâlnesc o mare varietate de circuite electronice.

Prin *circuit electronic* se înţelege, în general, un circuit electric care poate să conţină următoarele elemente:

- *componente pasive* de circuit: rezistoare, condensatoare, inductanţe, transformatoare, potenţiometre, termistoare, varistoare, care se simbolizează ca în fig.1.1;

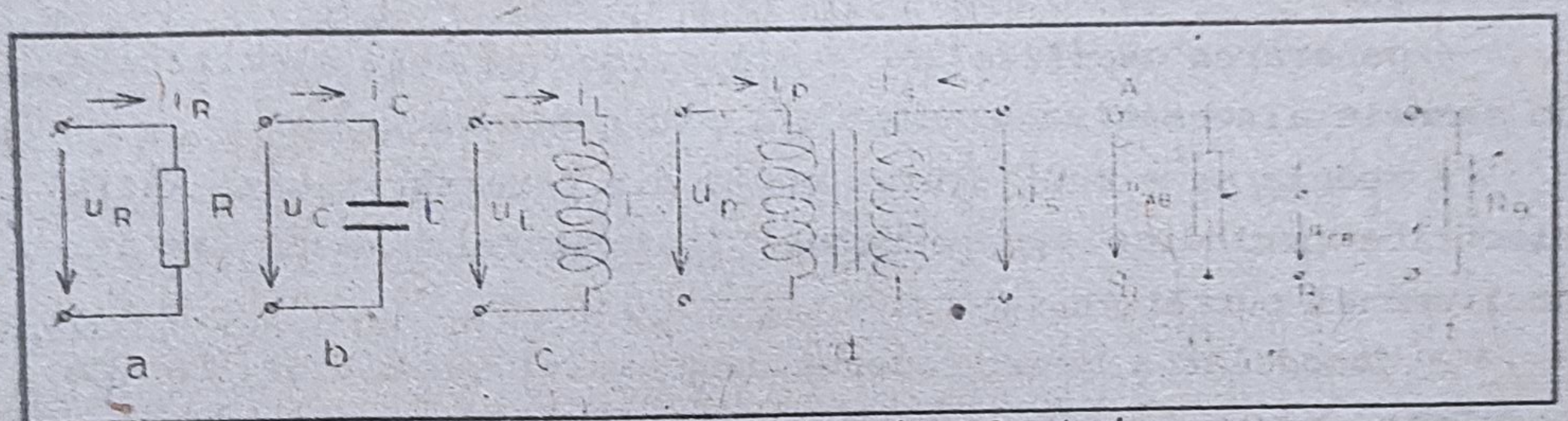

Fig.1.1. Componente pasive de circuit electric
a - rezistenţă; b - condensator; c - inductanţă; d - transformator; e - potenţiometru; f - termistor

- *componente active* de circuit: generatoare (surse) de curent constant sau tensiune constantă; termenul constant trebuie înţeles în sensul că tensiunea nu se modifică la variaţia curentului (la sursele de tensiune), respectiv curentul nu se modifică la variaţia sarcinii pe care debitează generatorul (la sursele de curent constant). Simbolizarea celor două categorii de surse este dată în fig.1.2 a şi b; un caz particular este sursa de tensiune constantă şi în timp, care se simbolizează ca în fig.1.2.c.

- *componente electronice* ca: tuburi electronice cu vid, tuburi electronice cu gaz, dispozitive semiconductoare (diode, tranzistoare, tiristoare, componente fotoelectrice, circuite integrate); întrucât fiecare din categoriile enumerate sunt realizate prin tehnologii diverse, rezultând componente cu funcţionalităţi diferite, simbolizarea lor este distinctă (pentru detalii v. §.1.2 ÷ 1.5).

Cu ajutorul componentelor electronice pot fi realizate o

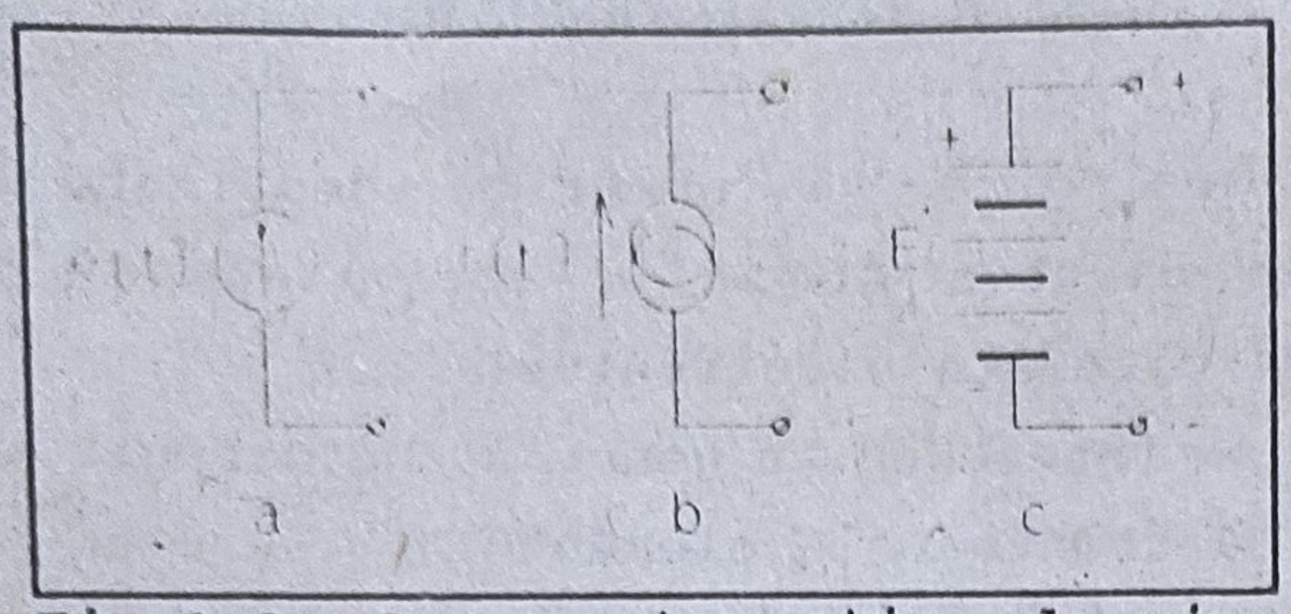

Fig.1.2. Componente active de circuit electric; a - sursă de tensiune; b - sursă de curent; c - sursă de tensiune constantă în timp

serie de funcţii, cele mai semnificative fiind:

- *redresarea* - transformarea energiei de c.a. (de joasă frecvenţă) în energie de c.c.

- *amplificarea* - creşterea puterii unui semnal pe baza energiei furnizate de o sursă auxiliară;

- *generarea oscilaţiilor* - obţinerea, pe cale electronică, de semnale alternative sinusoidale sau nesinusoidale;

- *modularea* - modificarea unuia din parametrii unei mărimi electrice periodice (purtătoarea) în conformitate cu variaţia unui semnal purtător;

- *demodularea* - extragerea semnalului modulator din cel modulat;

- *realizarea funcţiilor logice* - obţinerea şi vehicularea informaţiei numerice sub formă binară;

- *conversia analog-numerică*, respectiv *numeric-analogică* - transformarea unei mărimi electrice continue (tensiune, curent) în informaţie numerică (cazul CAN), respectiv transformarea unei informaţii numerice aparţinătoare unei codificări binare precizate în mărime analogică (cazul CNA).

Realizarea funcţiilor expuse mai sus (ca şi a altora nemenţionate, dar întâlnite în automatizări) se bazează pe proprietăţile (caracteristicile) pe care le posedă componentele electronice în sine, sau în asociaţie cu componentele pasive şi/sau active de circuit electric.

Ca o descriere generală, trebuie precizat că orice circuit electric sau element de circuit electric are un număr de borne de acces din exterior denumite *terminale*. După numărul acestor terminale se disting:

- *dipoli* - care au două terminale de acces (fig.1.3.a);
- *cuadripoli* - cu patru terminale de acces (fig.1.3.b);
- *multipoli* - cu mai mult de patru terminale de acces

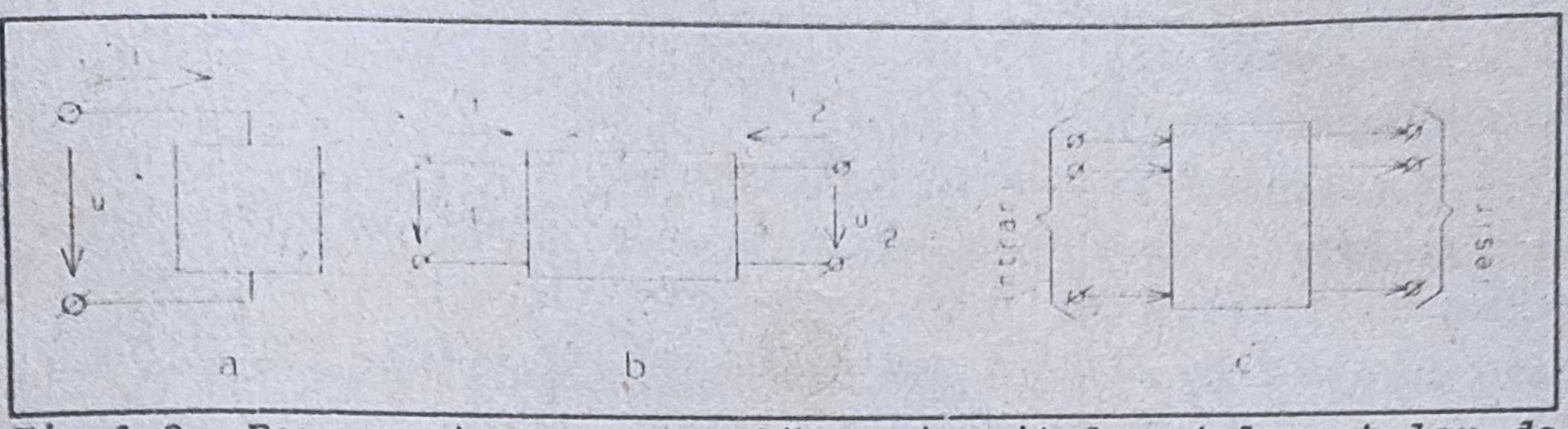

Fig.1.3. Reprezentarea generală a circuitelor (elementelor de circuit) electrice; a - dipol; b - cuadripol; c - multipol

(fig.1.3.c).

Cu referire la un dipol electric (fig.1.3.a) se poate afirma că acesta este bine caracterizat dacă se cunoaşte, în fiecare moment, dependenţa dintre tensiunea u aplicată la cele două terminale şi curentul i care îl parcurge. De asemenea, spunem că *dipolul* este *rezistiv* dacă dependenţa nu are caracter integral sau diferenţial. Graficul asociat dipolului rezistiv este o curbă denumită *caracteristică electrică* sau *caracteristică curent-tensiune*.

Dacă caracteristica electrică este independentă de sensul curentului - adică este simetrică în raport cu originea - *dipolul* se numeşte *bidirecţional*, în caz contrar având de-a face cu un *dipol unidirecţional*.

In continuare se prezintă succint categoriile mai importante de componente electrice şi electronice, insistându-se pe aspectul funcţional al acestora şi mai puţin pe tehnologia lor de fabricaţie.

1.1. Componente pasive de circuit electric

Rezistoarele sunt componente de circuit electric (fig.1.1.a), caracterizate prin rezistenţa electrică R, la care dependenţa dintre tensiunea aplicată la borne u_R şi curentul i_R prin rezistor este de forma

$$u_R = R \cdot i_R \qquad (1.1)$$

Rezistoarele pot fi clasificate, după caracteristicile constructiv-funcţionale, în

- rezistoare *fixe* - construite pentru o anumită valoare nominală de rezistenţă;

- *rezistoare reglabile (variabile)* - denumite în mod curent *potenţiometre* (fig.1.1.e) - la care există posibilitatea modificării rezistenţei între o valoare iniţială şi valoarea maximă după o lege liniară sau neliniară (de obicei logaritmică).

După tehnologia de fabricaţie se disting (fig.1.4):

- *rezistoare bobinate* - construite din conductoare de mare

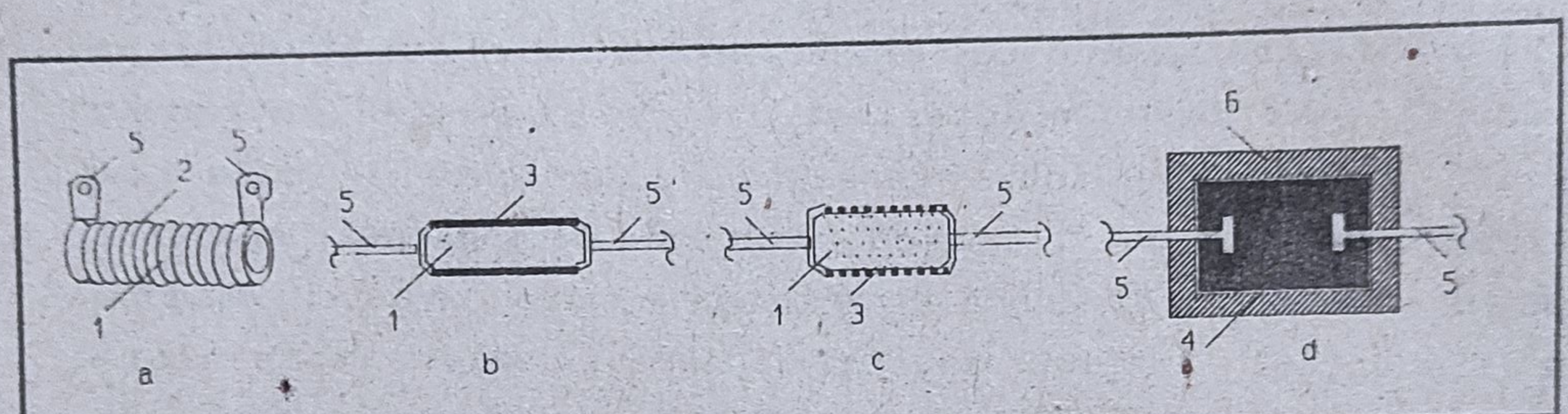

Fig.1.4. Tipuri constructive de rezistoare fixe
a - resistor bobinat; b - resistor pelicular nefiletat; c - resistor pelicular filetat; d - resistor volumetric

rezistivitate înfăşurate pe un suport izolant;

- *rezistoare peliculare* - obţinute prin depunerea unor pelicule rezistive, cu grosimi variind între 0,001 ÷ 100 μm, pe un suport izolant;

- *rezistoare volumetrice* - obţinute dintr-un material conductor (se foloseşte carbonul sub formă de grafit sau negru de fum) construit sub formă cilindrică sau paralelipipedică.

Notaţiile din fig.1.4 au următoarea semnificaţie:

1 - suport izolant;
2 - fir metalic rezistiv;
3 - peliculă rezistivă;
4 - material volumetric;
5, 5′ - terminale;
6 - strat protector.

Un rezistor fix se caracterizează, în principal, prin:

- *rezistenţa nominală* R_n - valoarea marcată în clar, sau folosind codul culorilor, pe corpul rezistorului;

- *toleranţa* [%] - abaterea maximă admisibilă a rezistenţei reale R a rezistorului faţă de valoarea sa nominală R_n; de

obicei rezistoarele se construiesc în clase de toleranţe standardizate;

- *puterea disipată nominală* P_n - puterea maximă admisă disipată la temperatura ambiantă de 70 °C, în funcţionare continuă.

Alte caracteristici ale rezistoarelor, precum şi variante constructive de fabricant, sunt pe larg prezentate în [3].

Condensatoarele sunt componente de circuit electric (fig.1.1.b), la care dependenţa dintre tensiunea u_c şi curentul i_c este de forma

$$u_c = \frac{1}{C}\int i_c dt \qquad (1.2)$$

Condensatoarele pot fi utilizate atât în montaje funcţionând în c.c., cât şi în circuit de c.a. La utilizarea în curent alternativ sinusoidal, un condensator poate fi echivalat printr-o reactanţă capacitivă pură $X_c = 1/(\omega C)$ (fig.1.5.a), printr-o

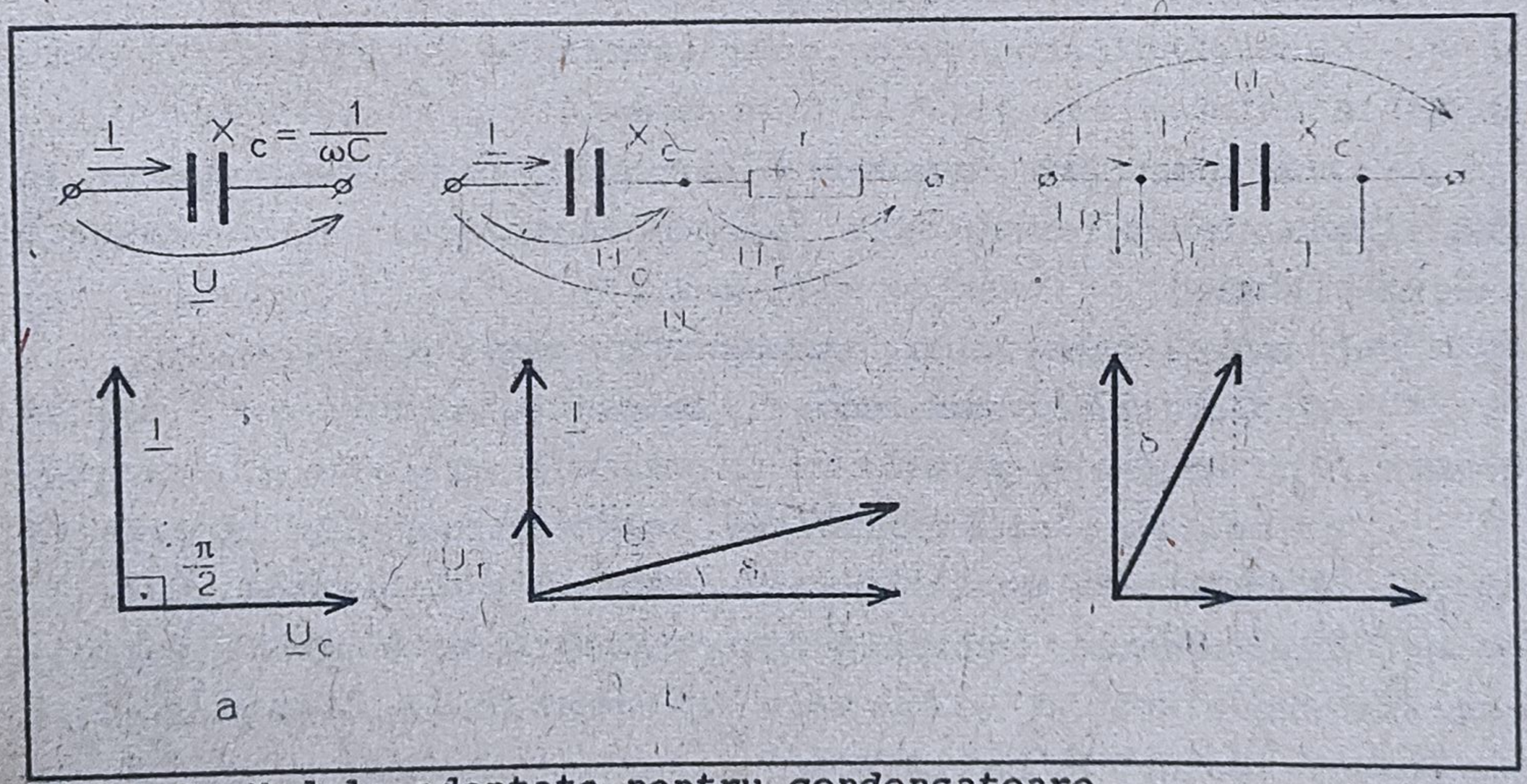

Fig.1.5. Modele adoptate pentru condensatoare
a - reactanţă pură; b - condensator cu pierderi mici; c - condensator cu pierderi mari

reactanţă capacitivă X_c în serie cu o rezistenţă de pierderi r (fig.1.5.b) - în cazul condensatoarelor cu pierderi mici, respectiv prin reactanţa X_c în paralel cu o rezistenţă de pierderi R (fig1.5.c) - în cazul condensatoarelor cu pierderi

mari.

Modelul adoptat în fig.1.5.a corespunde condensatoarelor ideale (fără pierderi), la care tensiunea şi curentul sunt defazate cu $\pi/2$ radiani.

Pentru condensatoarele cu pierderi mici - la care rezistenţa de pierderi r este, în mod obişnuit, de valori foarte mici - se poate pune în evidenţă - vezi diagrama fazorială din fig.1.5.b -unghiul de pierderi δ, precizat în cataloagele de firmă prin

$$tg\delta = \frac{U_r}{U_C} = \frac{I \cdot r}{I \cdot X_C} = \omega r C \qquad (1.3)$$

Analog, pentru condensatoarele cu pierderi mari - la care rezistenţa de pierderi R este, de regulă, de valori mari - se precizează

$$tg\delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{U/R}{U/X_C} = \frac{1}{\omega RC} \qquad (1.4)$$

Constructiv, se realizează

- *condensatoare fixe*, caracterizate printr-o valoare nominală unică a capacităţii C la borne;

- *condensatoare variabile*, a căror capacitate poate fi modificată între o valoare minimă (iniţială) şi o valoare maximă (finală).

Sub aspect funcţional, condensatoarele pot fi:

- *nepolarizate*, care pot fi folosite atât în c.c. cât şi în c.a. (nu contează polaritatea tensiunii aplicate la borne);

- *polarizate (electrolitice)*, care au bornele marcate şi nu pot fi utilizate decât în c.c., conform polarităţii inscripţionate pe acestea (de obicei o armătură este chiar carcasa externă de aluminiu - la cele cu electrolit lichid - care constituie borna "-").

Cei mai importanţi parametri care caracterizează un condensator fix sunt:

- *capacitatea nominală* C_n - valoarea marcată în clar, sau folosind codul culorilor, pe corpul condensatorului;

- *toleranţa* [%] - abaterea maximă admisă a capacităţii

reale C a condensatorului faţă de valoarea sa nominală C_n; ca şi la rezistoare, condensatoarele se construiesc , de regulă, în clase de toleranţe standardizate;

- *tensiunea nominală* U_n - tensiunea continuă ce poate fi aplicată permanent pe terminalele condensatorului, la temperatura mediului ambiant de 40 °C;

- *tangenta unghiului de pierderi* tgδ, definită conform relaţiilor (1.3) şi (1.4).

Categorii de condensatoare de firmă - clasificate după caracteristicile lor constructiv-funcţionale - sunt prezentate, pe larg, în [3].

Inductanţele sunt componente pasive de circuit electric (fig.1.1.c), la care dependenţa dintre tensiunea u_L şi curentul i_L este de forma

$$u_L = L\frac{di_L}{dt} \qquad (1.5)$$

Constructiv, o inductanţă având inductivitatea proprie L, se realizează prin bobinarea pe o carcasă cilindrică sau paralelipipedică a unui fir conductor de mică rezistivitate (uzual se foloseşte sârma de cupru), liniile de câmp magnetic închizându-se prin aer (la bobinele fără miez feromagnetic), sau prin material magnetic (la bobinele cu miez feromagnetic).

Inductanţele sunt utilizate exclusiv în circuite electrice de c.a., iar modelele adoptate pentru acestea depind de numărul de spire N, secţiunea S a sârmei din care se confectionează bobinajul, gama frecvenţelor de lucru (fig.1.6).

Modelul din fig.1.6.a reprezintă o inductanţă ideală (reactanţă pură $X_L = \omega L$), adoptat pentru o bobină fără miez feromagnetic, cu un număr mic de spire N, confecţionată din sârmă cu secţiune S mare, lucrând la frecvenţe mici; în fig.1.6.b este reprezentat modelul pentru o bobină fără miez feromagnetic, cu N mare, S mic, lucrând la frecvenţe mici; modelul din fig.1.6.c se adoptă pentru bobina cu miez feromagnetic, având N mare, S mică, frecvenţe relativ mici de lucru, iar cel din fig.1.6.d pentru bobina cu miez feromagnetic lucrând la frecvenţe înalte (R_{cu} este rezistenţa înfăşurării de

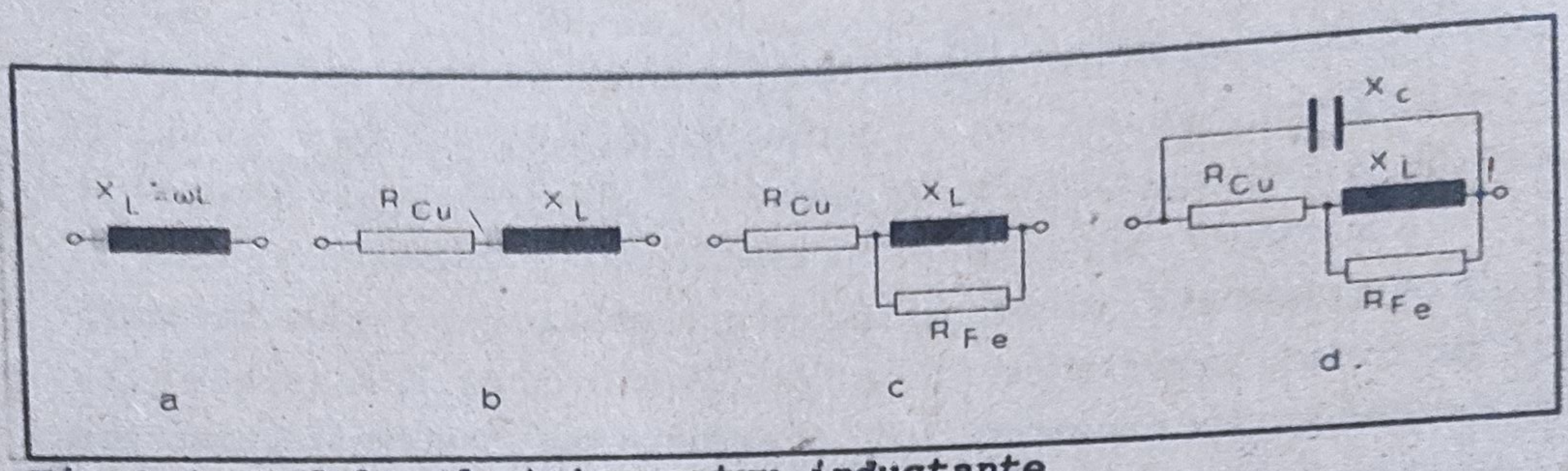

Fig.1.6. Modele adoptate pentru inductanţe

cupru determinată în c.c., R_{Fe} - rezistenţa de pierderi prin materialul feromagnetic determinată în c.a., $X_c = 1/(\omega C_p)$ - reactanţa capacitivă a condensatorului de pierderi C_p).

Un parametru important care se determină la o inductanţă este *factorul de calitate*, definit prin

$$Q_L = \frac{Im[Z]}{Re[Z]} \qquad (1.6)$$

unde $\underline{Z} = Re[\underline{Z}] + j \cdot Im[\underline{Z}]$ reprezintă scrierea în complex, ca impedanţă, a modelului adoptat pentru bobină. De exemplu, pentru modelul din fig.1.6.b, rezultă

$$Q_L = \frac{\omega L}{R_{Cu}} \qquad (1.7)$$

Realizările de inductanţe nu urmăresc un standard (nu există firme care să ofere valori tipizate!), valorile şi performanţele impuse acestora rezultând din cerinţele circuitului electric/electronic proiectat.

Termistoarele sunt rezistoare realizate din oxizi metalici, a căror rezistenţă depinde de temperatură după o lege de tip exponenţial

$$R_\theta = R_{\theta_0} e^{B\left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{\theta_0}\right)} \qquad (1.8)$$

unde R_θ este rezistenţa la temperatura absolută θ, R_{θ_0} - rezistenţa la temperatura absolută θ_0, B - constantă a termistorului.

Dependenţa (1.8) arată caracterul neliniar de variaţie al rezistenţei termistorului cu temperatura şi, în acelaşi timp, că, la creşterea temperaturii, rezistenţa termistorului scade

(*coeficientul de variaţie cu temperatura* la un termistor este *negativ*).

Termiştoarele sunt folosite la măsurarea temperaturii (firme de tradiţie, în acest domeniu, oferă termistoare cu caracteristică liniarizată pe domenii extinse de temperatură), la stabilizarea amplitudinii oscilaţiilor în oscilatoarele sinusoidale, compensarea efectului de încălzire al componentelor/circuitelor electronice etc.

Varistoarele sunt rezistoare semiconductoare realizate - prin sinterizare - din pulberi de carbură de siliciu, a căror rezistenţă depinde de tensiunea aplicată la borne după o lege puternic neliniară; relaţia dintre tensiunea aplicată la borne U_v şi curentul prin varistor I_v este de forma

$$U_V = CI_V^{\alpha} \qquad (1.9)$$

unde $\alpha \neq 1$ şi C sunt constante ale varistorului.

Varistoarele sunt utilizate în stabilizarea tensiunii, protecţia contactelor la relee prin suprimarea scânteilor, redresarea impulsurilor nesimetrice etc.

1.2. Diode semiconductoare

Dioda se defineşte ca fiind un *dipol electric rezistiv unidirecţional*, ale cărui *terminale* se numesc *anod* şi *catod*.

Simbolizarea şi caracteristica sa electrică ideală sunt reprezentate în fig.1.7.

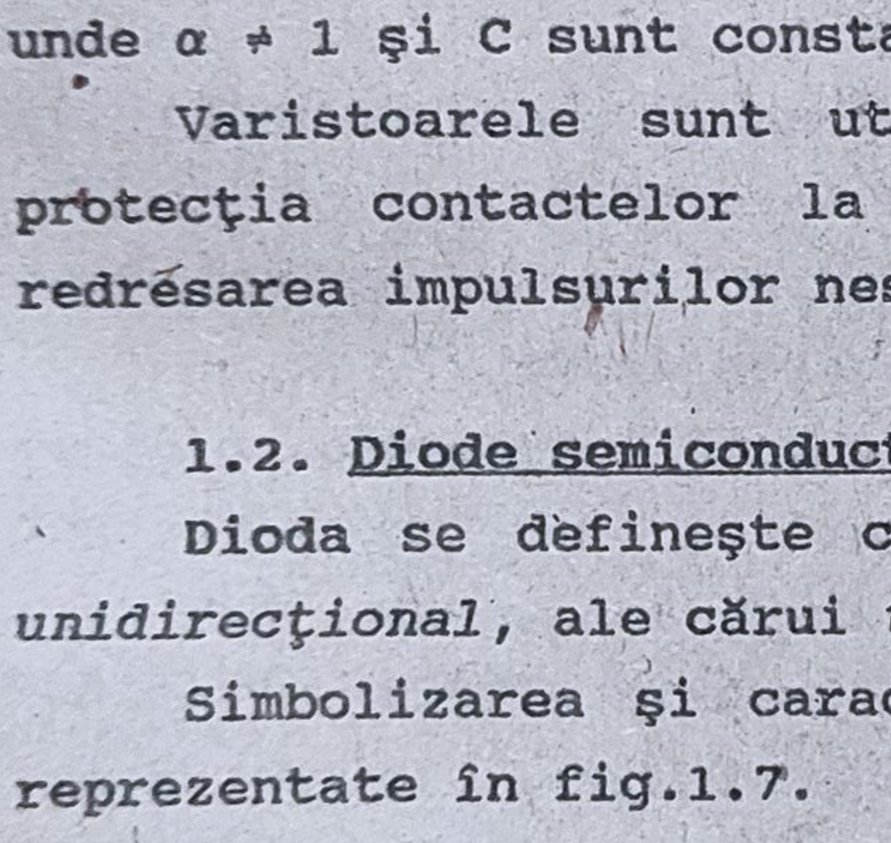

Fig.1.7. Simbolizarea (a) şi caracteristica electrică ideală (b) a unei diode semiconductoare

Alimentarea cu "+" pe anod şi "-" pe catod semnifică faptul că dioda este polarizată în *sensul conducţiei* (se mai spune că este în *conducţie directă*), iar curentul ia, teoretic, instantaneu o valoare infinită (rezistenţa diodei este în acest caz zero).

La inversarea polarităţii ("-" pe anod şi "+" pe catod) dioda este *blocată*, curentul prin ea este -

teoretic - zero (se mai spune că este în *conducţie inversă*).

De remarcat că puterea disipată de o diodă ideală este zero, deoarece în expresia puterii instantanee

$$p = u_{AC} \cdot i_{AC} \qquad (1.10)$$

cel puţin una dintre mărimi (în oricare din cele două situaţii) este nulă.

O astfel de diodă este fizic irealizabilă. Simbolul din fig.1.7.a este ataşat unei diode reale, care are o caracteristică electrică reprezentată ca în fig.1.8.

Se observă caracterul finit al rezistenţei diodei în ambele situaţii.

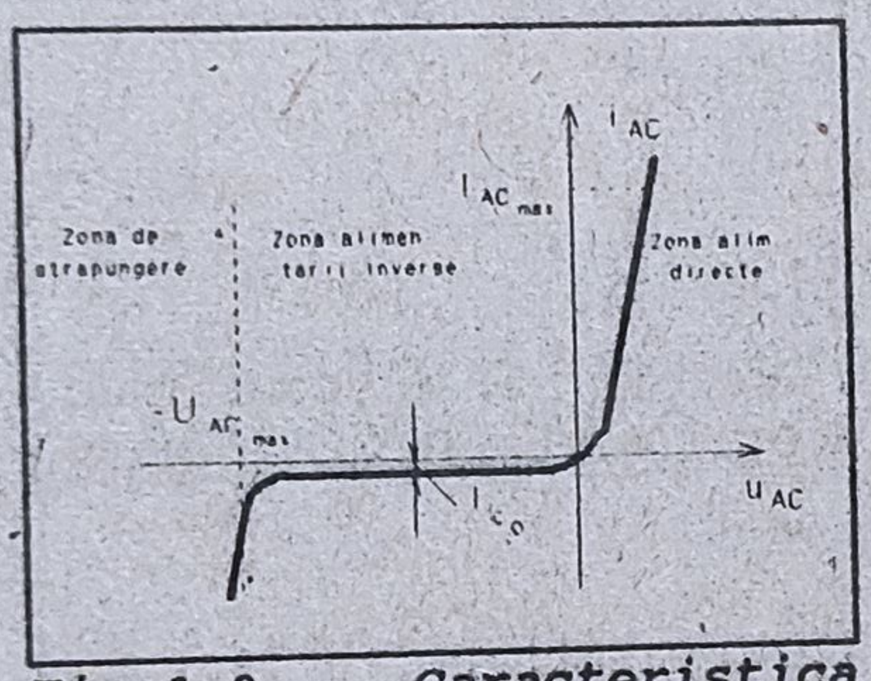

Fig.1.8. Caracteristica electrică reală a diodei semiconductoare

Trebuie, de asemenea, la o diodă reală, ţinut seama şi de limitări şi anume:

- tensiunea maximă inversă de alimentare U_{ACmax};
- curentul maxim admisibil în conducţie directă I_{ACmax}.

Depăşirea acestor valori duce la distrugerea diodei.

Sub aspect tehnologic, o diodă semiconductoare se prezintă sub forma a două zone, una "p" care alcătuieşte anodul şi alta "n" care formează catodul, "lipite" între ele printr-un proces de aliere sau difuzie. In principiu, alierea constă în încălzirea celor două materiale semiconductoare până la atingerea temperaturii eutectice, urmată de răcirea treptată în atmosferă controlată, lipsită de impurităţi, iar difuzia presupune pătrunderea într-un material semiconductor dinainte dopat cu impurităţi (de tip "p" sau "n") a impurităţilor complementare.

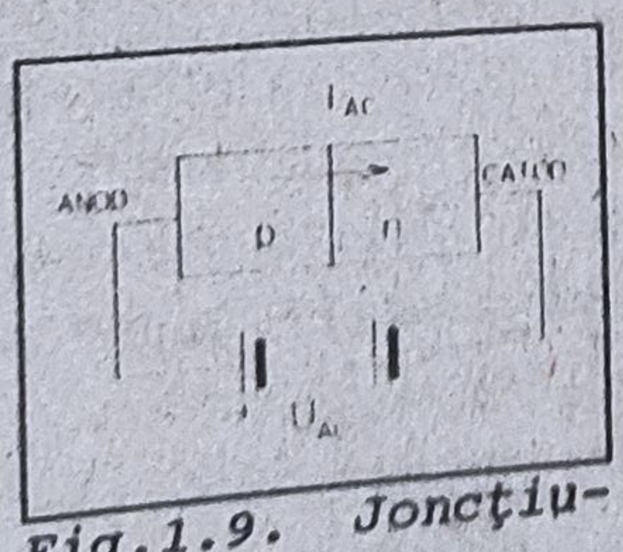

Fig.1.9. Joncţiunea pn

In fig.1.9 se prezintă cele două zone p şi n polarizate direct, astfel că apare curentul de conducţie I_{ac} dependent de

valoarea lui U_{Nc} (acest curent este dat de circulaţia "golurilor" dinspre zona p către zona n prin joncţiunea formată la alierea/difuzia celor două).

Cuvântul "goluri" semnifică faptul că zona p este dopată cu impurităţi acceptoare, care, pentru completarea ultimului nivel de energie, necesită o legătură covalentă în plus (atomii de impurităţi au 3 electroni pe ultimul nivel energetic).

In conducţie inversă curentul prin diodă este mult mai mic şi este provocat de imperfecţiunile din reţeaua cristalină a semiconductorului.

Există diode care au o funcţionare reversibilă în zona de străpungere; acestea se numesc *diode zener* sau *diode stabilizatoare de tensiune*.

Simbolizarea diodei zener şi caracteristica sa electrică în zona de lucru sunt prezentate în fig.1.10.

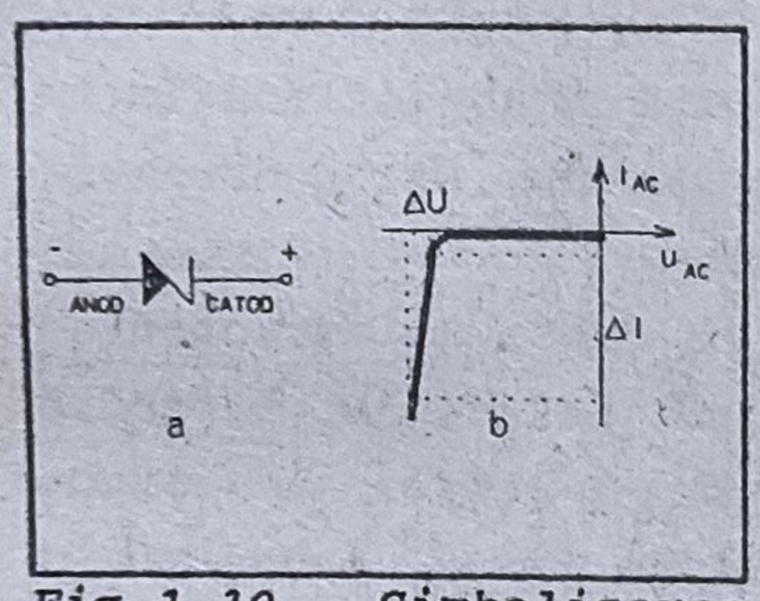

Fig.1.10. Simbolizarea (a) şi caracteristica electrică în zona de lucru (b) a diodei zener

Se observă că, începând cu o anumită tensiune inversă de alimentare (denumită tensiune zener), rezistenţa diodei scade rapid, astfel că se realizează modificări mari de curent la variaţii nesemnificative ale tensiunii.

Datorită acestei proprietăţi, diodele zener se folosesc în circuitele electronice ca surse de tensiune constantă.

Pentru orice tip de diodă se remarcă faptul că dependenţa curent-tensiune este neliniară, adică rezistenţa ei internă nu este constantă de-a lungul caracteristicii.

Aşadar, în aplicaţiile practice, parametrii diodelor trebuie consideraţi într-un anumit punct de pe caracteristică denumit *punct static de funcţionare al diodei*.

Se definesc următorii parametri (fig.1.11):

- *rezistenţa în curent continuu* - raportul dintre valoarea tensiunii şi curentului în punctul static de funcţionare

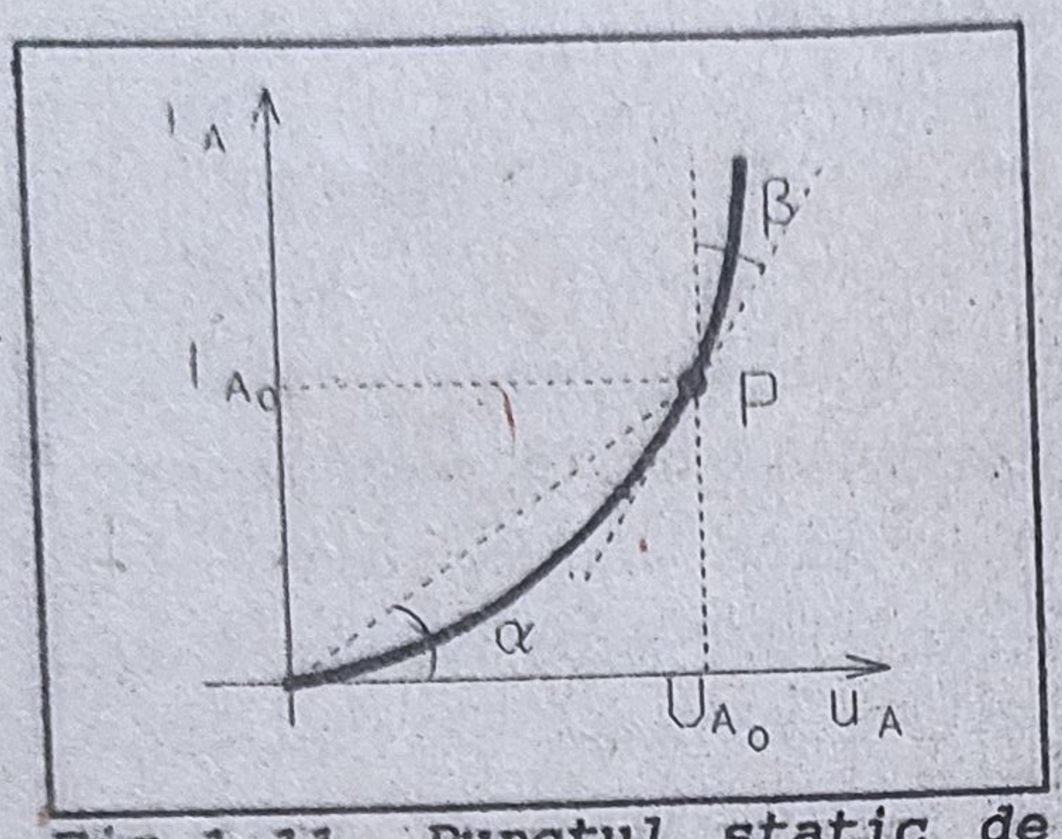

Fig.1.11. Punctul static de funcţionare la o diodă semiconductoare

$$R_{cc} = \frac{U_{A_0}}{I_{A_0}} = k_1 ctg\alpha \qquad (1.11)$$

- *rezistenţa dinamică* - derivata tensiunii în raport cu curentul în punctul static de funcţionare

$$R_d = \frac{du_A}{di_A} \mid I_{A_0} = k_2 tg\beta \qquad (1.12)$$

- *puterea disipată* de diodă - produsul dintre tensiune şi curent în punctul static de funcţionare considerat $P(U_{A0}, I_{A0})$

$$P_d = U_{A_0} \cdot I_{A_0} \neq 0 \qquad (1.13)$$

Diodele descrise mai sus sunt cele mai frecvent întâlnite în aplicaţii (utilizări curente în circuite de redresare, stabilizare, comenzi, scheme logice etc).

Există şi diode cu caracteristică electrică calitativ diferită de a acestora. O astfel de componentă este *dioda tunel*, care are o caracteristică electrică în formă de N (fig.1.12), remarcându-se porţiunea MN unde rezistenţa internă dinamică este negativă. Astfel de diode se folosesc în circuitele de comutare rapidă şi ca element activ în oscilatoare.

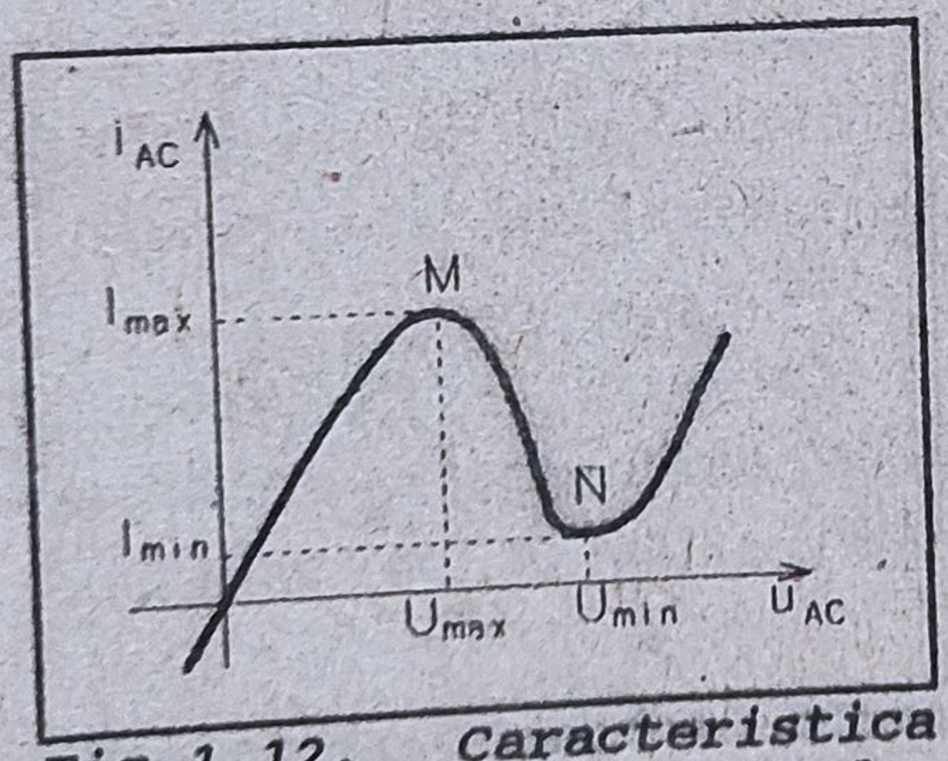

Fig.1.12. Caracteristica electrică a diodei tunel

O altă categorie de diode o constituie *diodele varicap*, care sunt folosite drept capacităţi variabile comandate în tensiune.

1.3. Tranzistoare

Tranzistorul este un dispozitiv electronic activ care poate fi definit ca un *cuadripol electric rezistiv*. In prezent se realizează multe tipuri de tranzistoare, cele mai utilizate fiind: tranzistoarele cu joncţiuni (bipolare), cu efect de câmp (TEC) şi unijoncţiune (TUJ).

1.3.1. Tranzistorul cu joncţiuni (bipolar)

Tranzistorul bipolar este format din trei regiuni, obţinute din material semiconductor de bază (Si sau Ge) dopate corespunzător, supuse procesului de aliere sau difuzie în atmosferă controlată. In urma acestui proces, se formează între cele trei regiuni două zone de separaţie denumite joncţiuni. Cele trei regiuni se numesc *emitor*, *bază*, *colector*, iar joncţiunile *emitor-bază şi bază-colector*. In funcţie de natura impurităţilor folosite pentru obţinerea celor trei regiuni se disting două categorii de tranzistoare cu joncţiuni (fig.1.13): tranzistoare P-N-P şi N-P-N.

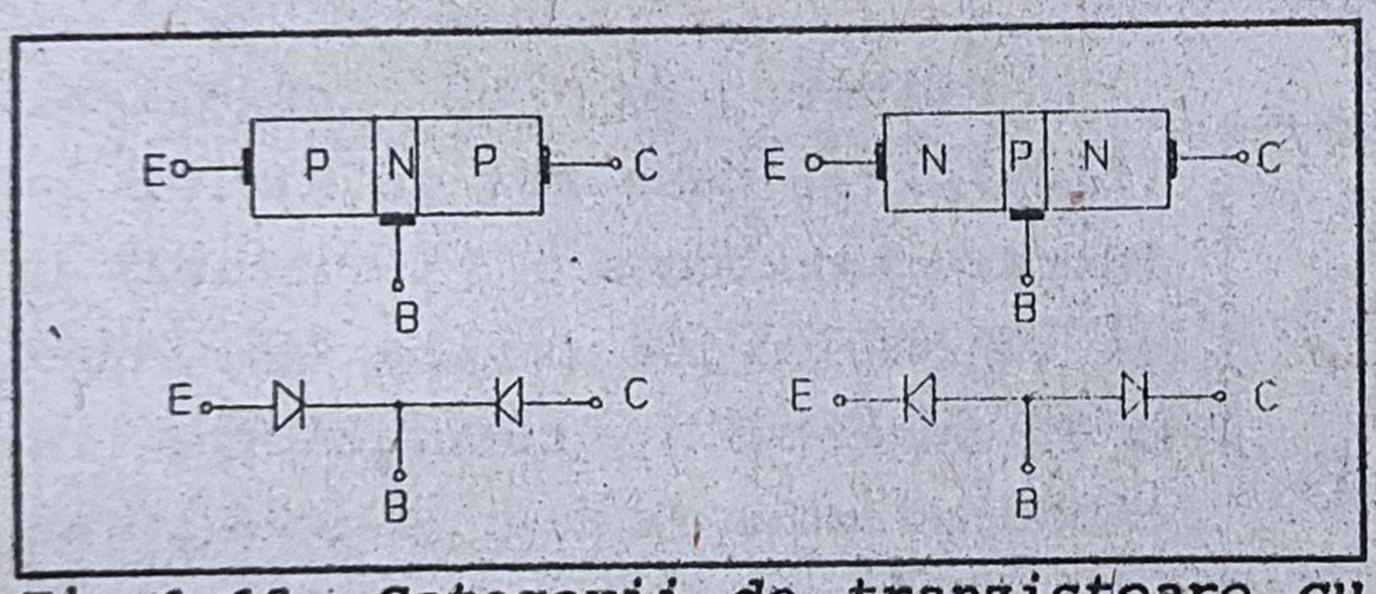

Fig.1.13. Categorii de tranzistoare cu joncţiuni

Tehnologic, o zonă P se obţine prin impurificarea materialului semiconductor de bază (Ge sau Si) cu atomi de materiale acceptoare (B, Al, In, Ga), pe când o zonă N se realizează prin impurificarea cu materiale donoare (N, P, As; Sb).

Fenomenologic, un tranzistor este compus din două diode (cele două joncţiuni), fiecare cu anodul P şi catodul N. Se observă că baza este zona comună celor două diode aflate în opoziţie, astfel că ea "controlează" transferul de energie de la emitor către colector (analogia cu un ventil a cărui deschidere este comandată).

Simbolizarea tranzistorului cu joncţiuni este prezentată în fig.1.14.

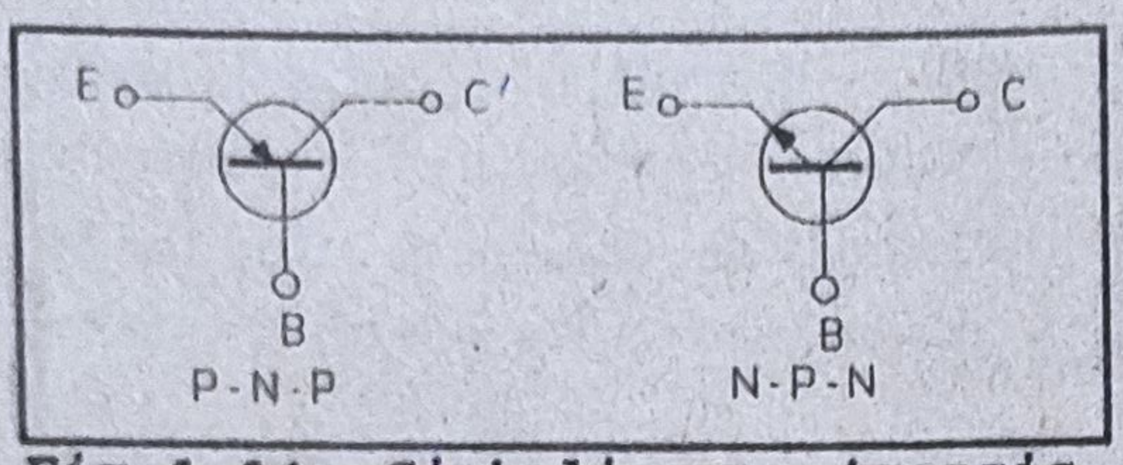

Fig.1.14. Simbolizarea tranzistorului cu joncţiuni

Conectarea normală în circuit a unui tranzistor presupune polarizarea joncţiunilor E-B şi B-C ca în fig.1.15.

Se observă că joncţiunea E-B este polarizată direct (în conducţie directă), iar joncţiunea B-C este polarizată invers (în conducţie inversă); de aceea tensiunile E_1 sunt de valori mici (zecimi de volţi), pe când tensiunile E_2 pot fi de valori mari (unităţi , zeci, sute de volţi). Sensul săgeţii din reprezentarea simbolică (fig.1.14) corespunde sensului curentului de emitor în cazul polarizării normale a tranzistorului (fig.1.15).

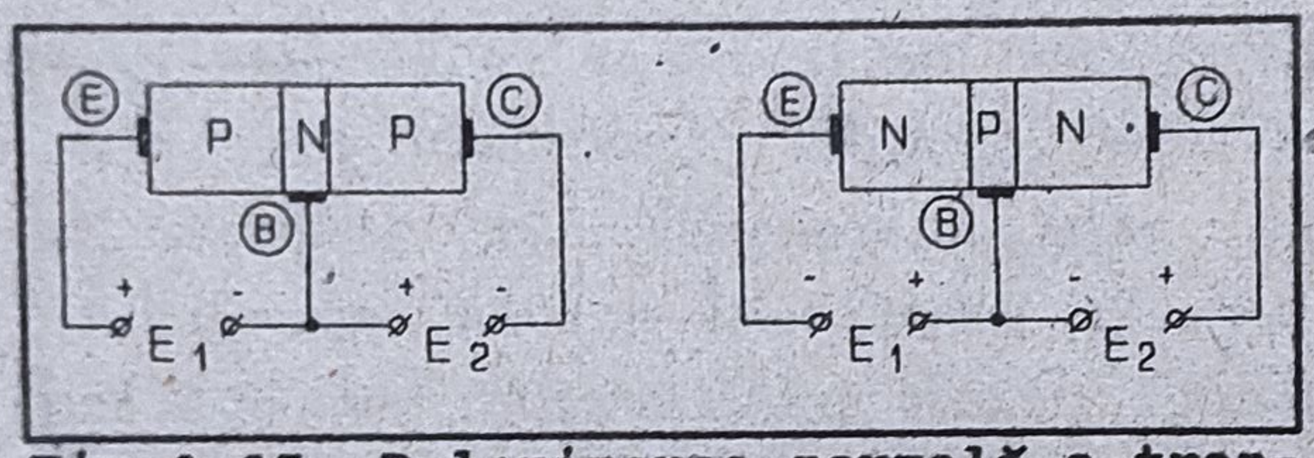

Fig.1.15. Polarizarea normală a tranzistoarelor cu joncţiuni

Privit ca un cuadripol (fig.1.16), care are ca mărimi de intrare tensiunea u_1 şi curentul i_1 şi ca mărimi de ieşire tensiunea u_2 şi curentul i_2, tranzistorul are caracteristic faptul că două borne ale cuadripolului sunt comune (s-a văzut că un tranzistor nu are decât 3 terminale!); în consecinţă, cum oricare din cele trei terminale poate fi considerat comun, avem 3 posibilităţi de conectare a tranzistorului: *emitor comun, bază comună, colector comun* (fig.1.17).

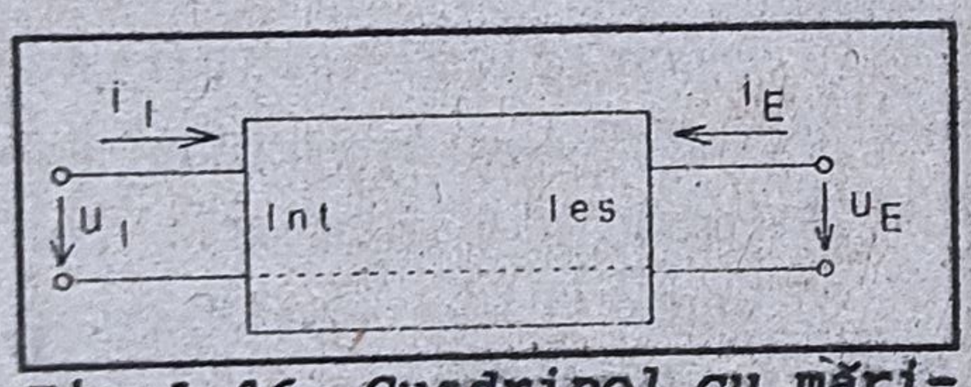

Fig.1.16. Cuadripol cu mărimile caracteristice

In cele mai multe aplicaţii conexiunea emitor comun este cea mai frecvent întâlnită.

<u>Observaţie</u>: In fig.1.17 sensurile curenţilor şi tensiunilor prin terminalele necomune s-au luat în concordanţă cu reprezentarea generală de cuadripol din fig.1.16. Totuşi, în funcţie de sensul real al curentului reprezentat prin săgeata de emitor, sensurile curenţilor şi tensiunilor pot coincide sau diferi de

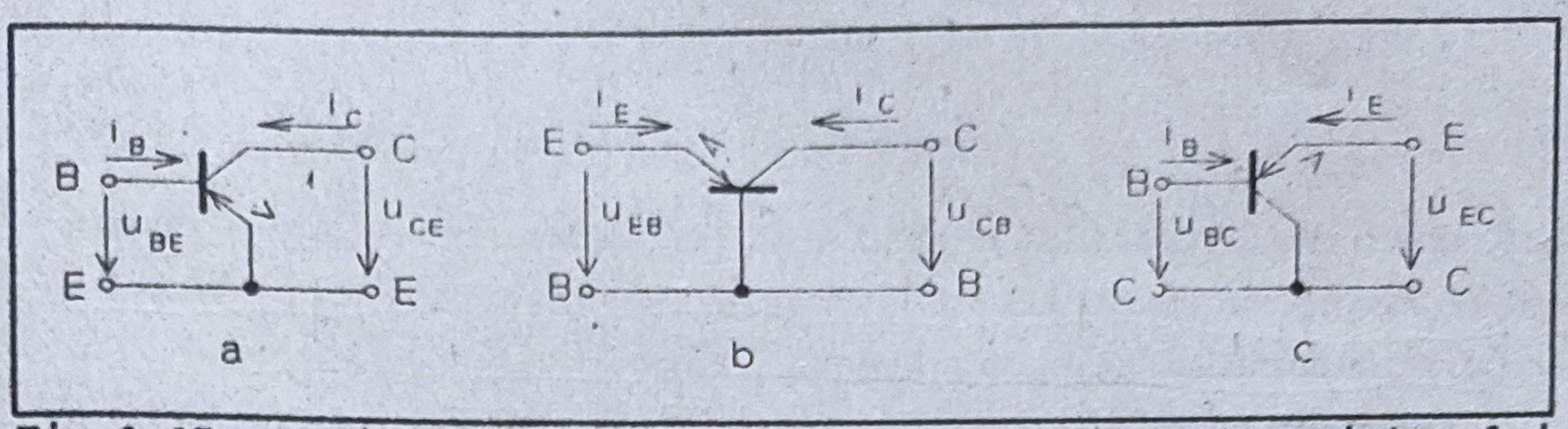

Fig.1.17. Posibilităţi de conectare (montaj) a tranzistorului cu joncţiuni. a - emitor comun; b - bază comună; c - colector comun

sensurile reale. In aplicaţii, pentru a face această deosebire, se ataşează semnul "+" sau "-" simbolului mărimii respective, sau pur şi simplu se schimbă sensurile mărimilor negative.

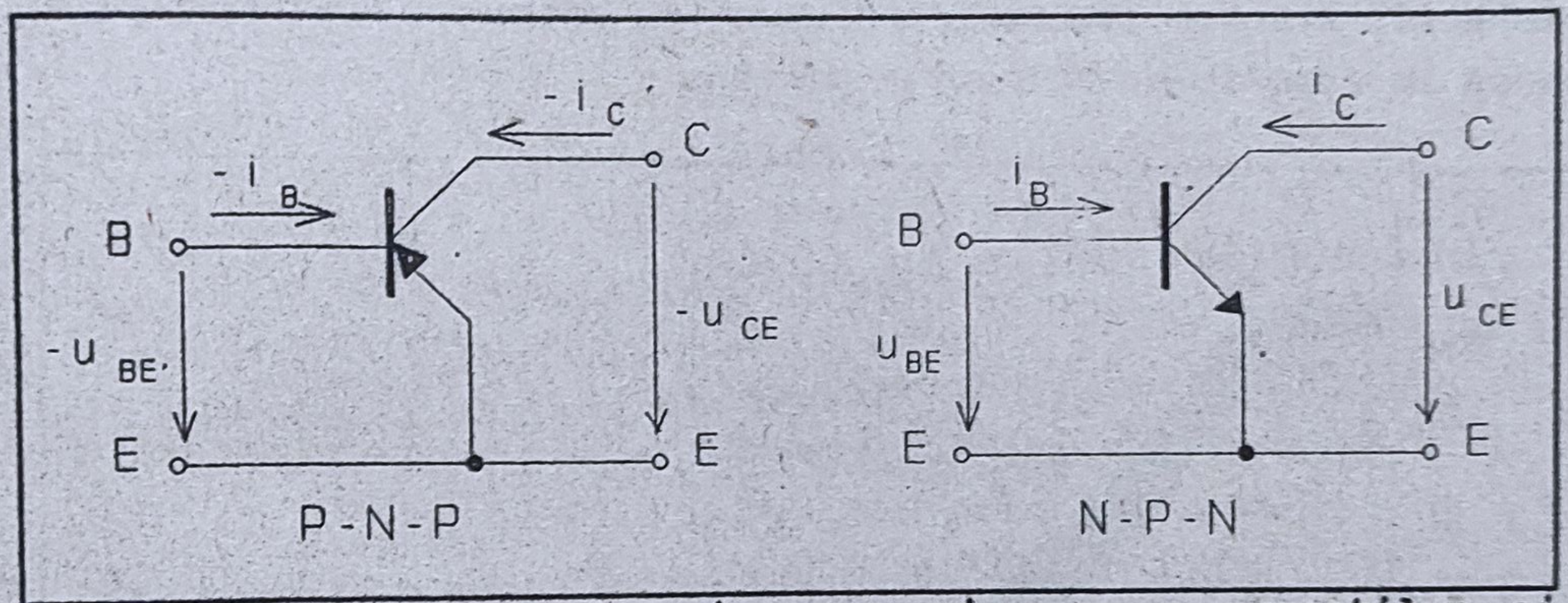

Fig.1.18. Reprezentarea prin sens şi semn a curenţilor şi tensiunilor de cuadripol la montajul emitor comun

Pentru exemplificare, în fig.1.18, se consideră montajul emitor comun (cel mai utilizat) în cazul celor două categorii de tranzistoare P-N-P şi N-P-N.

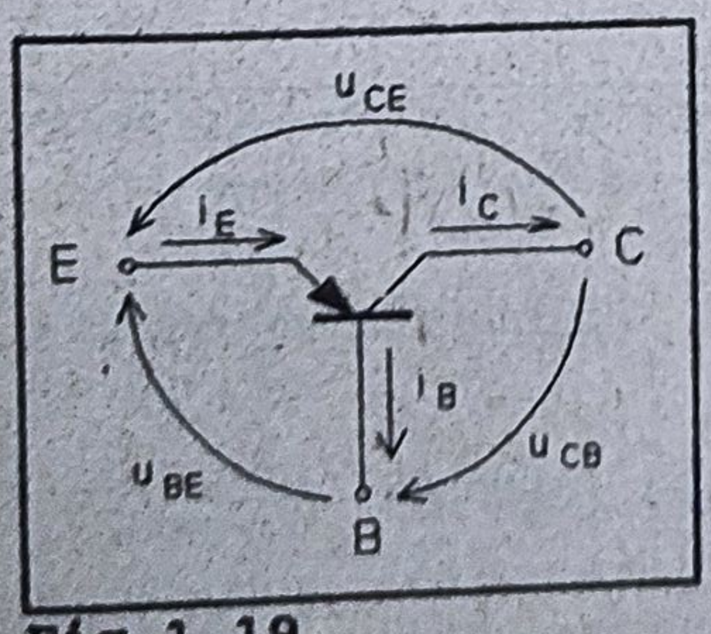

Fig.1.19.

Un tranzistor este complet caracterizat dacă, în timpul funcţionării, se cunosc toate cele 6 mărimi care îl caracterizează, şi anume:

- cei trei curenţi i_e, i_b, i_c
- cele trei tensiuni u_{ce}, u_{be}, u_{cb}.

Aplicând legile lui Kirchhoff tranzistorului simbolizat în fig.1.19 rezultă

$$i_E = i_C + i_B \qquad (1.14)$$

$$u_{CE} = u_{CB} + u_{BE}$$

deci doar două relaţii care leagă mărimile între ele, pentru restul de patru relaţii utilizându-se caracteristicile statice ale tranzistorului din cataloagele firmelor producătoare.

Caracteristicile statice ale unui tranzistor sunt familii de curbe care exprimă dependenţa dintre doi parametri cu menţinerea constantă a unui al treilea parametru, restul de trei parametri care mai rămân pentru caracterizarea tranzistorului neluîndu-se în considerare.

In cataloage se dau, de obicei, mai multe tipuri de caracteristici statice, alegerea acestora de către utilizator făcându-se în funcţie de aplicaţia dorită.

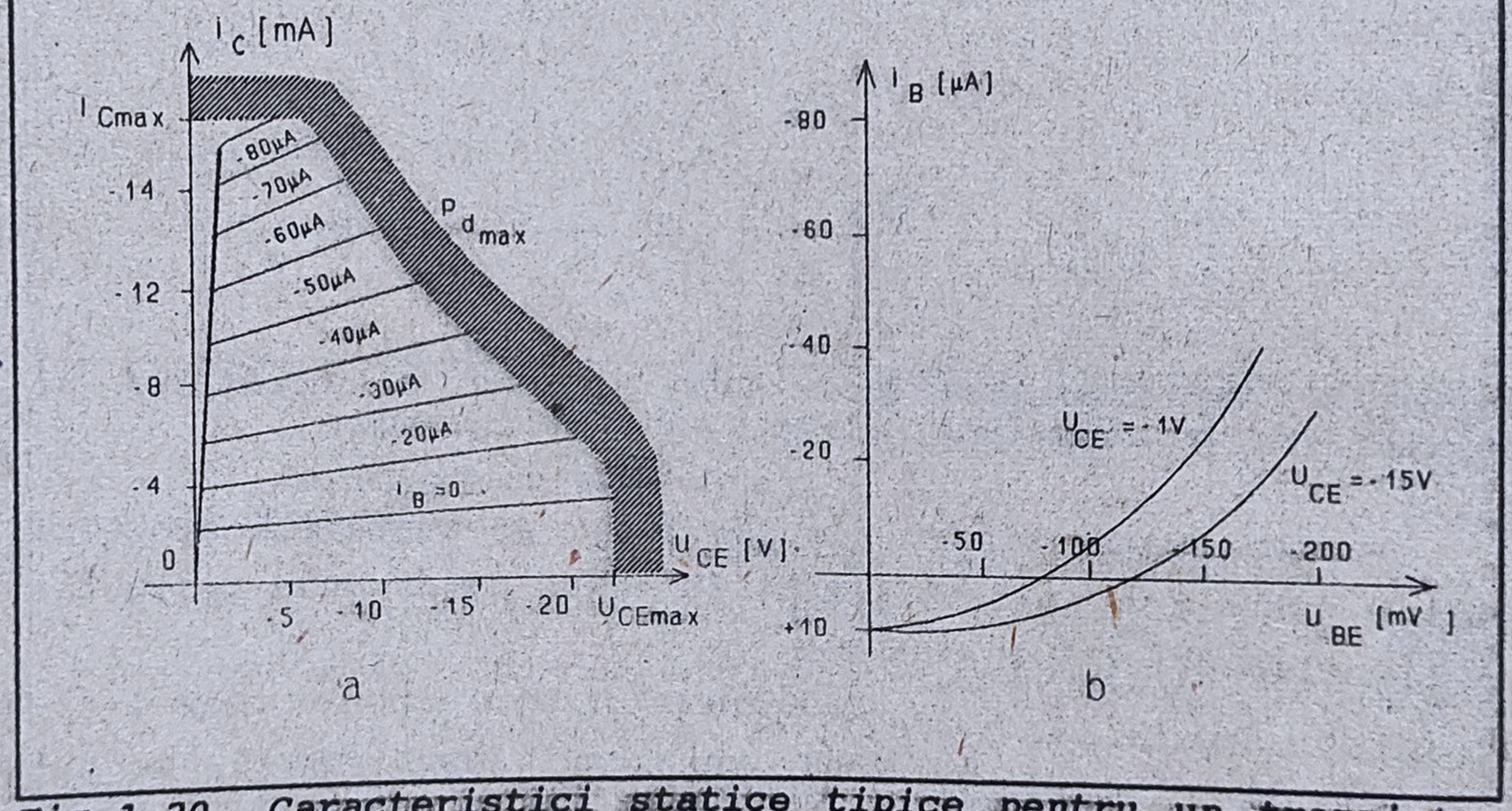

Fig.1.20. Caracteristici statice tipice pentru un tranzistor PNP în montaj emitor comun; a - caracteristica de ieşire; b - caracteristica de intrare

Pentru montajul emitor comun cele mai utilizate caracteristici statice sunt:

- caracteristica de ieşire $i_c = f(u_{ce})$ pentru i_b = ct. (fig.1.20.a);
- caracteristica de intrare $i_b = g(u_{be})$ pentru u_{ce} = ct. (fig.1.20.b).

Se observă din alura caracteristicilor că acestea sunt, în general, neliniare, totuşi pe porţiuni pot fi considerate liniare, astfel că, în aplicaţii se alege, de regulă, un punct de funcţionare în jurul căruia tranzistorul este pus să lucreze cu o funcţionare liniară.

De asemenea, pentru funcţionarea corectă a tranzistorului, trebuie ca acesta să nu depăşească valorile limită (maxime) pentru parametrii caracteristici (valorile limită sunt specificate în catalogul de produse). Aceste limitări se referă, de cele mai multe ori, la trei mărimi:

- tensiunea maximă admisă (U_{CEmax});
- curentul maxim admis (I_{Cmax});
- puterea electrică maximă disipată de tranzistor (P_{dmax}).

Puterea maximă disipată depinde atât de temperatura mediului înconjurător în care lucrează tranzistorul, cât şi de posibilităţile de transmitere a căldurii în exterior (pentru tranzistoarele de putere se prevede radiator de răcire).

Depăsirea unuia din cei trei parametri conduce, de regulă, la distrugerea tranzistorului.

In afara restricţiilor de funcţionare în regim static, în cataloage se mai indică o serie de limitări în regim dinamic (dependenţa unor parametri de timp) ca: frecvenţa maximă de funcţionare, tranziţia dintr-o stare în alta (pentru tranzistoarele care lucrează în regim de comutaţie), capacităţile parazite dintre joncţiuni etc.

Pentru analiza şi sinteza circuitelor electronice cu tranzistoare, acesta (tranzistorul) este caracterizat printr-un cuadripol având o bornă comună intrare-ieşire (fig.1.16), folosindu-se pentru exprimarea ecuaţiilor de cuadripol, în cele mai multe cazuri, aşa numiţii *parametri hibrizi "h"*, care se determină pe baza următoarelor considerente:

- se consideră mărimea de intrare $u_1 = f(i_1, u_2)$, fără să se ia în consideraţie şi curentul i_2, întrucât u_2 şi i_2 nu sunt independente între ele;
- se consideră mărimea de ieşire $i_2 = g(i_1, u_2)$;
- se dezvoltă cele două relaţii în serie Taylor, în jurul unui punct de coordonate (I_1, U_2), şi se neglijează termenii de

ordin superior (≥ 2).

Rezultă:

$$u_I = f(I_I, U_E) + (i_I - I_I)\frac{\partial u_I}{\partial i_I} + (u_E - U_E)\frac{\partial u_I}{\partial u_E} \qquad (1.15)$$

$$i_E = g(I_I, U_E) + (i_I - I_I)\frac{\partial i_E}{\partial i_I} + (u_E - U_E)\frac{\partial i_E}{\partial u_E}$$

Se fac următoarele notaţii:

$$\frac{\partial u_I}{\partial i_I} = h_{11} \;;\; \frac{\partial u_I}{\partial u_E} = h_{12} \;;\; \frac{\partial i_E}{\partial i_I} = h_{21} \;;\; \frac{\partial i_E}{\partial u_E} = h_{22} \qquad (1.16)$$

$$f(I_I, U_E) = U_I \;;\; g(I_I, U_E) = I_E$$

(de reţinut că relaţiile (1.15) sunt posibile numai dacă porţiunea din jurul punctului de funcţionare ales (I_I, U_I, I_E, U_E), de pe caracteristica statică, este liniară).

Cu notaţiile (1.16) relaţiile (1.15) se pot scrie

$$u_I = U_I + (i_I - I_I)\,h_{11} + (u_E - U_E)\,h_{12} \qquad (1.17)$$

$$i_E = I_E + (i_I - I_I)\,h_{21} + (u_E - U_E)\,h_{22}$$

Aplicând principiul superpoziţiei, în ipoteza unor variaţii liniare, se poate considera că atât mărimile de intrare cât şi cele de ieşire sunt compuse dintr-o parte constantă - corespunzătoare punctului static de funcţionare ales - şi o parte variabilă în jurul celei constante, adică

$$u_I = U_I + u_i$$
$$i_I = I_I + i_i$$
$$u_E = U_E + u_e \qquad (1.18)$$
$$i_E = I_E + i_e$$

Prin înlocuirea relaţiilor (1.18) în (1.17) rezultă

$$u_i = h_{11}\,i_i + h_{12}\,u_e \qquad (1.19)$$

$$i_e = h_{21}\,i_i + h_{22}\,u_e$$

relaţii care reprezintă ecuaţiile de cuadripol prin utilizarea parametrilor hibrizi h pentru un tranzistor cu joncţiuni.

Parametrii hibrizi "h", care apar în ecuaţiile (1.19) au următoarele semnificaţii:

- h_{11} - impedanţa de intrare a cuadripolului având tensiunea de ieşire constantă;
- h_{12} - factorul invers de transfer în tensiune având curentul de intrare constant;
- h_{21} - factorul de amplificare în curent al cuadripolului având tensiunea de ieşire constantă;
- h_{22} - admitanţa de ieşire a cuadripolului având curentul de intrare constant.

Să considerăm cazul montajului emitor comun (fig.1.18), pentru care mărimile de intrare şi, respectiv, ieşire sunt

$$\begin{aligned} u_I &= u_{BE} = U_{BE} + u_{be} \quad - \text{ tensiunea bază emitor} \\ i_I &= i_B = I_B + i_b \quad - \text{ curentul de bază} \\ u_E &= u_{CE} = U_{CE} + u_{ce} \quad - \text{ tensiunea colector emitor} \\ i_E &= i_C = I_C + i_c \quad - \text{ curentul de colector} \end{aligned} \tag{1.20}$$

Prin înlocuirea relaţiilor (1.20) în (1.17) rezultă

$$\begin{aligned} u_{be} &= h_{11e} i_b + h_{12e} u_{ce} \\ i_c &= h_{21e} i_b + h_{22e} u_{ce} \end{aligned} \tag{1.21}$$

unde indicele "e" ataşat parametrilor hibrizi "h" semnifică faptul că aceştia corespund montajului emitor comun.

Pe baza relaţiilor (1.21) se poate construi schema echivalentă a tranzistorului (fig.1.21), schemă frecvent utilizată la calculul circuitelor cu tranzistoare (de reţinut că această schemă este aproximativă, având în vedere că s-a utilizat ipoteza liniarităţii caracteristicilor statice în jurul punctului de funcţionare şi, totodată, nu s-au luat în consideraţie alte limitări introduse

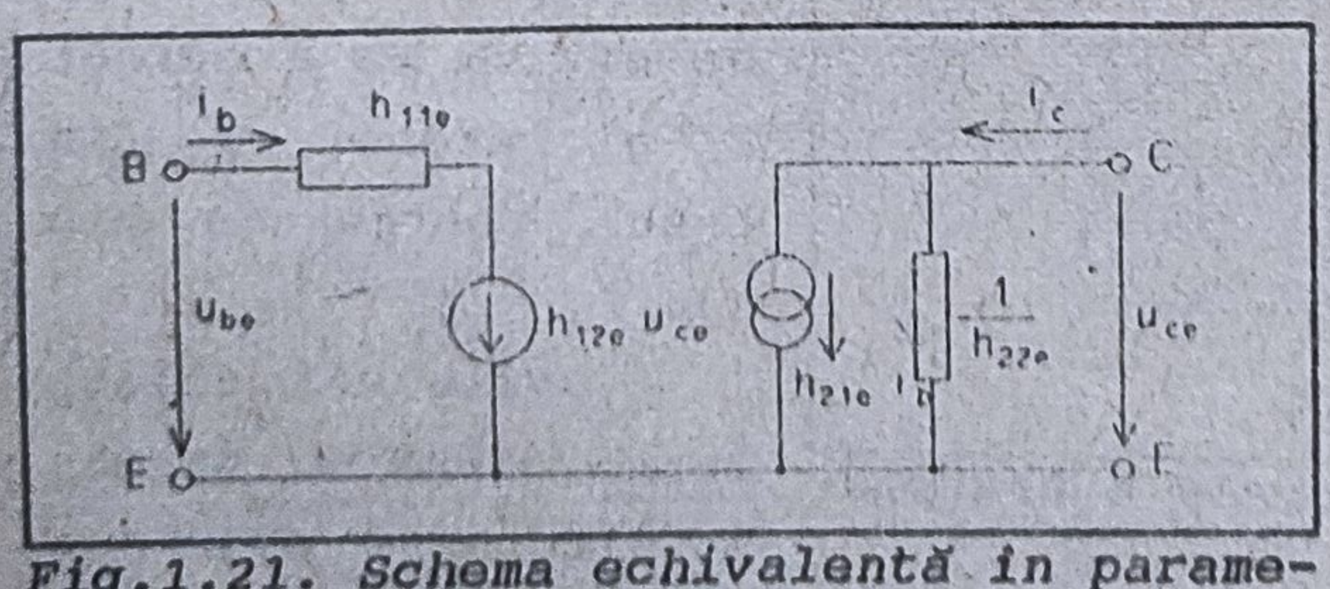

Fig.1.21. Schema echivalentă în parametrii hibrizi "h" pentru conexiunea emitor comun

de funcţionarea reală a tranzistorului - de exemplu frecvenţa de lucru).

Tranzistorul cu joncţiuni are numeroase aplicaţii practice: amplificatoare, oscilatoare, circuite logice, circuite de comandă etc.

1.3.2. Tranzistoare cu efect de câmp (TEC)

Principiul de funcţionare al tranzistoarelor cu efect de câmp diferă de cel al tranzistoarelor cu joncţiuni, în sensul că la TEC-uri comanda curentului prin tranzistor se asigură de către un câmp electric aplicat pe o poartă de comandă, izolată faţă de zona de conducţie. *TEC*-urile sunt de două tipuri:

- tranzistoare cu efect de câmp de *tip MOS* (Metal Oxid Semiconductor), prescurtat *TEC-MOS*;
- tranzistoare cu efect de câmp cu *joncţiuni (cu poartă joncţiune)*, prescurtat *TEC-J*.

1.3.2.1. Tranzistoare cu efect de câmp de tip MOS (TEC-MOS)

Tehnologia de fabricaţie a tranzistorului TEC-MOS este următoarea (fig.1.22): pe un substrat de material semiconductor, impurificat în prealabil (în cazul din fig.1.22 de tip P), se procedează la difuzia pe o grosime de câţiva μm a sursei S şi drenei D (în cazul nostru de tip N).

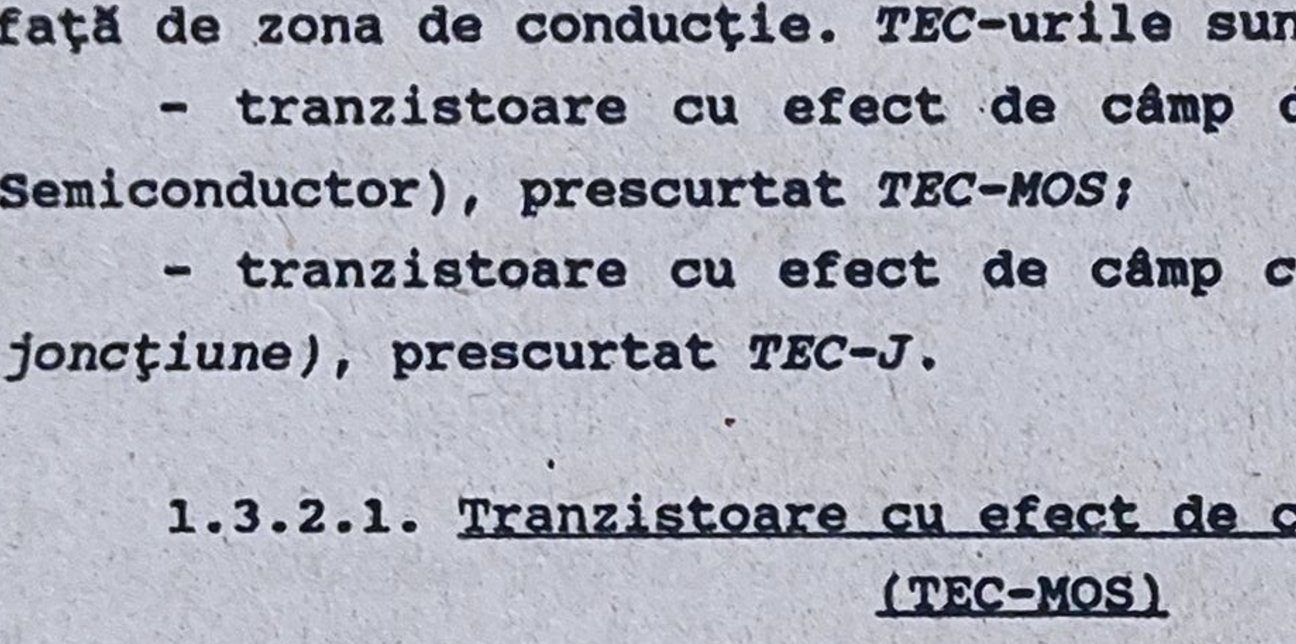

Fig.1.22. Schema structurală a tranzistorului TEC-MOS

Grila G, aflată între drenă şi sursă, se izolează faţă de acestea prin intermediul unui strat de oxid (de regulă se utilizează ca material semiconductor siliciul, astfel că stratul izolator de oxid este SiO_2).

Datorită potenţialului aplicat pe grilă (sau poartă), între sursă şi drenă se formează un canal de scurgere a electronilor, care este mai lat sau mai îngust în funcţie de valoarea potenţialului aplicat pe poartă.

Alimentarea tranzistorului TEC-MOS este prezentată în fig.1.23. Potenţialul pozitiv aplicat pe grila G (faţă de sursa S) induce în porţiunea dintre sursă şi drenă un canal de tip N, a cărui lăţime depinde de valoarea tensiunii pe grilă. Grila fiind izolată, practic curentul $i_G \approx 0$.

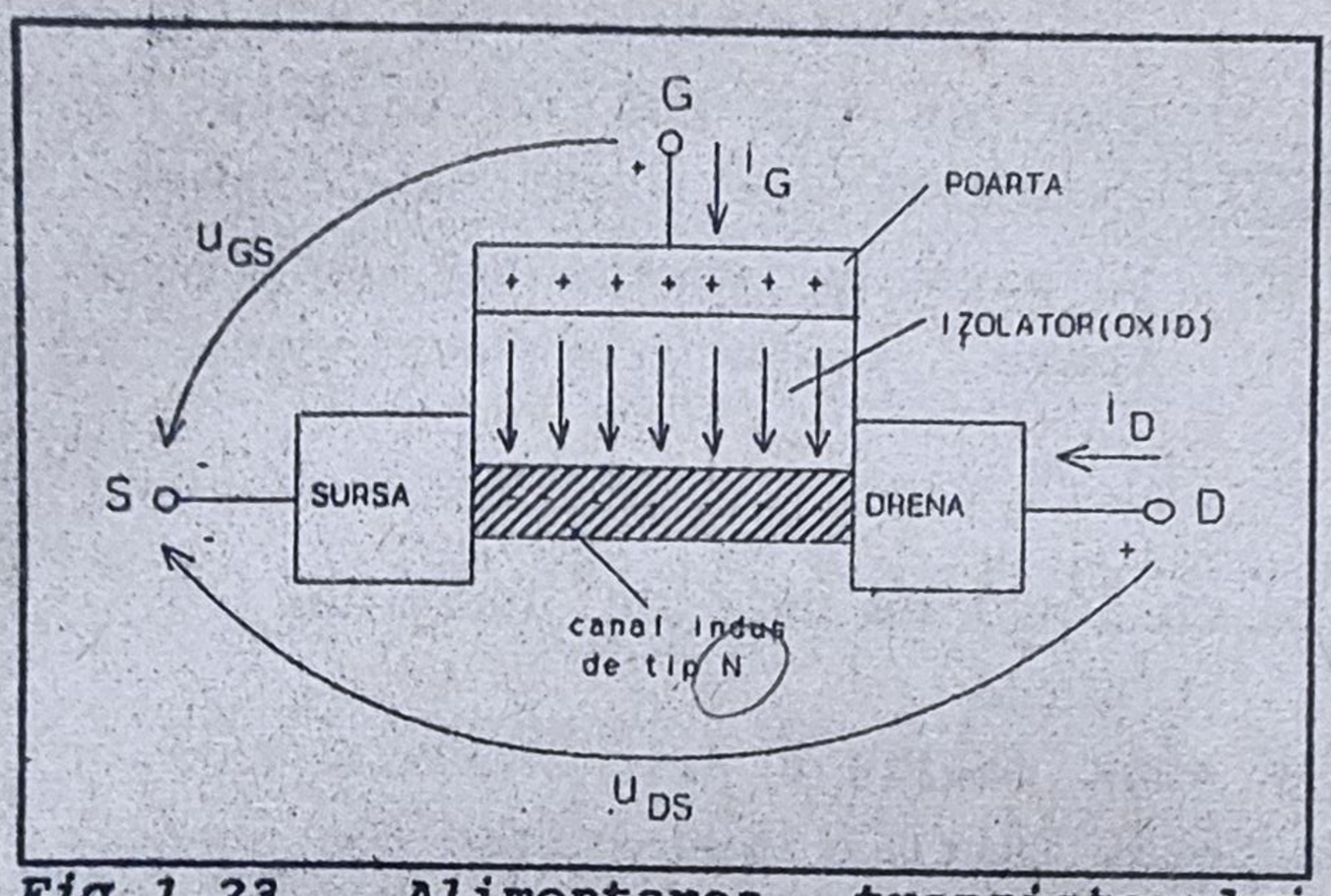

Fig.1.23. Alimentarea tranzistorului TEC-MOS

Cea mai reprezentativă caracteristică statică a tranzistorului TEC-MOS este caracteristica de ieşire $i_D = f(u_{DS})|_{u_{GS}=ct}$ prezentată în fig.1.24. Se observă că, pentru $U_{GS} = 0$, curentul de drenă $i_D \approx 0$; această tensiune, care blochează circulaţia de curent de la sursă către drenă, se numeşte *tensiune (potenţial) de strangulare.*

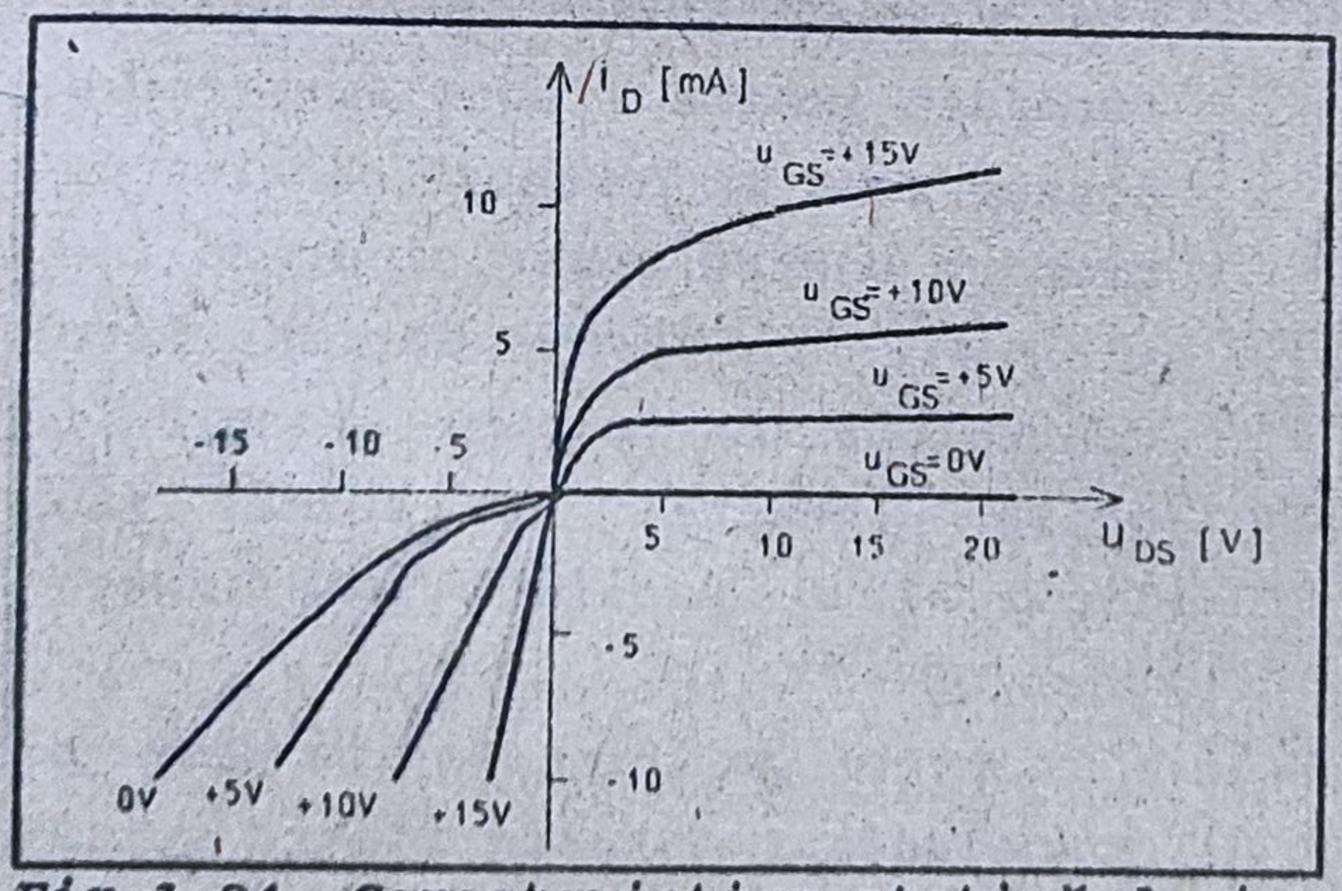

Fig.1.24. Caracteristica statică de ieşire a tranzistorului TEC-MOS de tip N cu canal indus

Analog tranzistoarelor TEC-MOS cu canal N, se construiesc cele cu canal P (difuzia sursei şi drenei este de tip P pe un substrat de tip N).

Simbolizarea tranzistoarelor TEC-MOS este dată în

fig.1.25; se observă că grila se reprezintă izolată de drenă şi sursă (datorită principiului constructiv), iar substratul se leagă la sursă (fie chiar din fabricaţie, fie în montajele de aplicaţii).

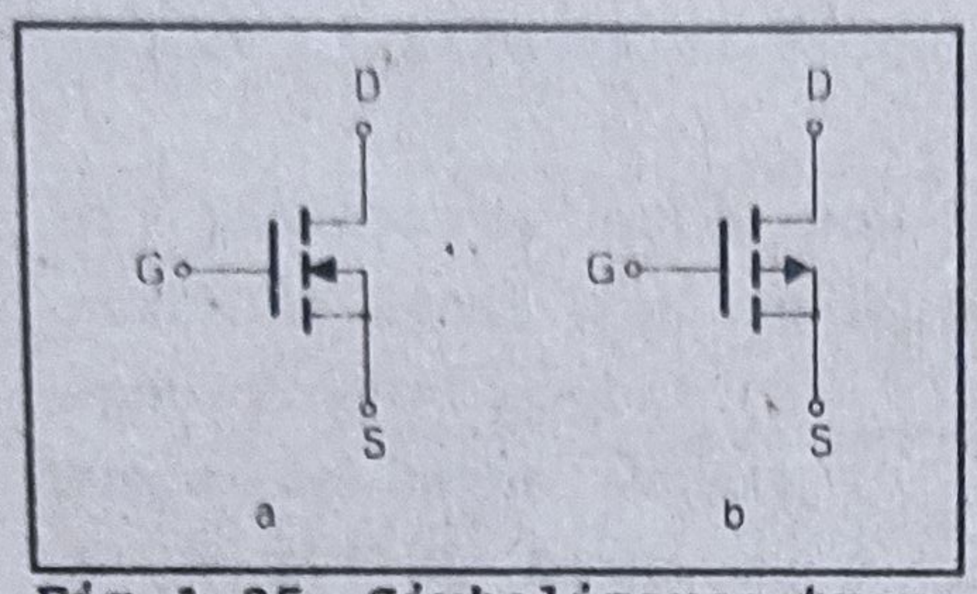

Fig.1.25. Simbolizarea tranzistoarelor TEC-MOS; a - TEC-MOS cu canal N; b - TEC-MOS cu canal P

Tranzistoarele cu efect de câmp de tip MOS se folosesc în aplicaţii care necesită o impedanţă mare de intrare ca: amplificatoare, rezistenţe comandate în tensiune etc.

1.3.2.2. Tranzistoare cu efect de câmp cu joncţiuni (TEC-J)

Tehnologic, un TEC-J este realizat prin difuzia într-un material semiconductor de bază, iniţial impurificat (de exemplu de tip P), a unei regiuni cu impurităţi opuse (de tip N), urmată de difuzia unei regiuni de acelaşi tip cu materialul de bază(de tip P). Cele două zone de tip P sunt unite între ele şi formează poarta (fig.1.26); între aceste zone se formează canalul de trecere dintre sursă şi drenă (de tip N), a cărui lăţime este controlată de valoarea tensiunii grilă (poartă) - sursă (în fig.1.27 se prezintă polarizarea unui TEC-J).

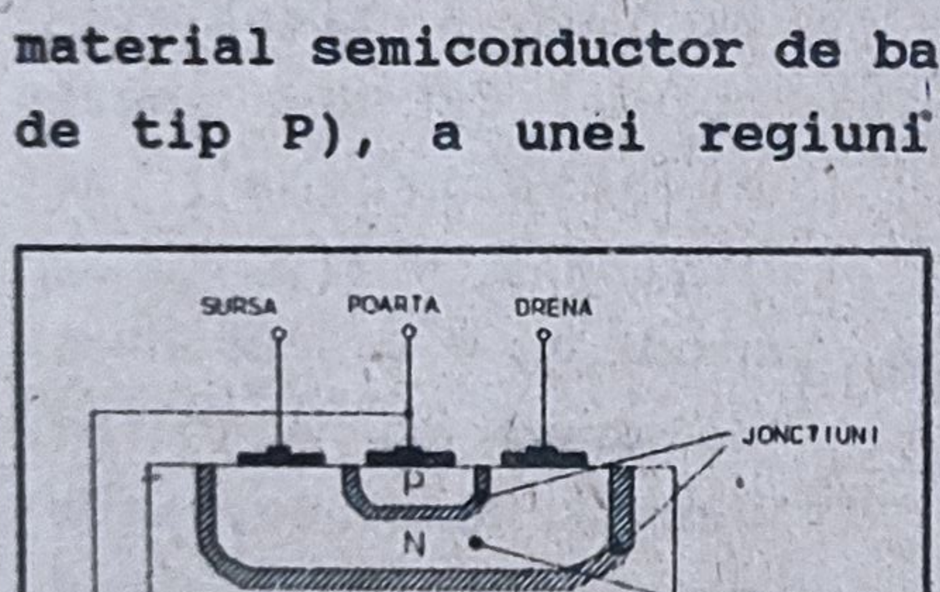

Fig.1.26. Structura tranzistorului TEC-J

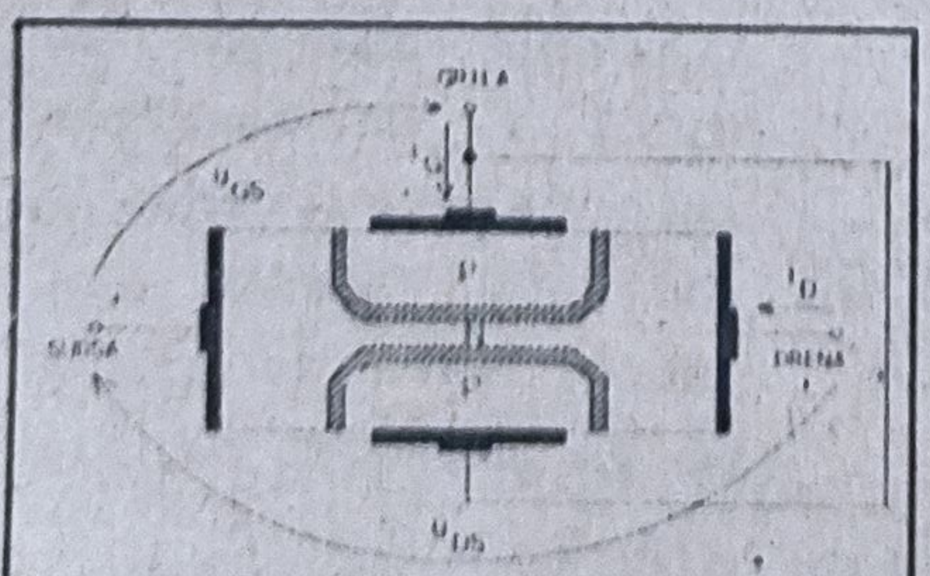

Fig.1.27. Polarizarea tranzistorului TEC-J

Prin polarizarea inversă a joncţiunilor formate (între grilă şi sursă), canalul se îngustează cu creşterea potenţialului, astfel că, la o anumită valoare U_{es} - denumită tensiune de strangulare - circulaţia de curent sursă-drenă

se întrerupe.

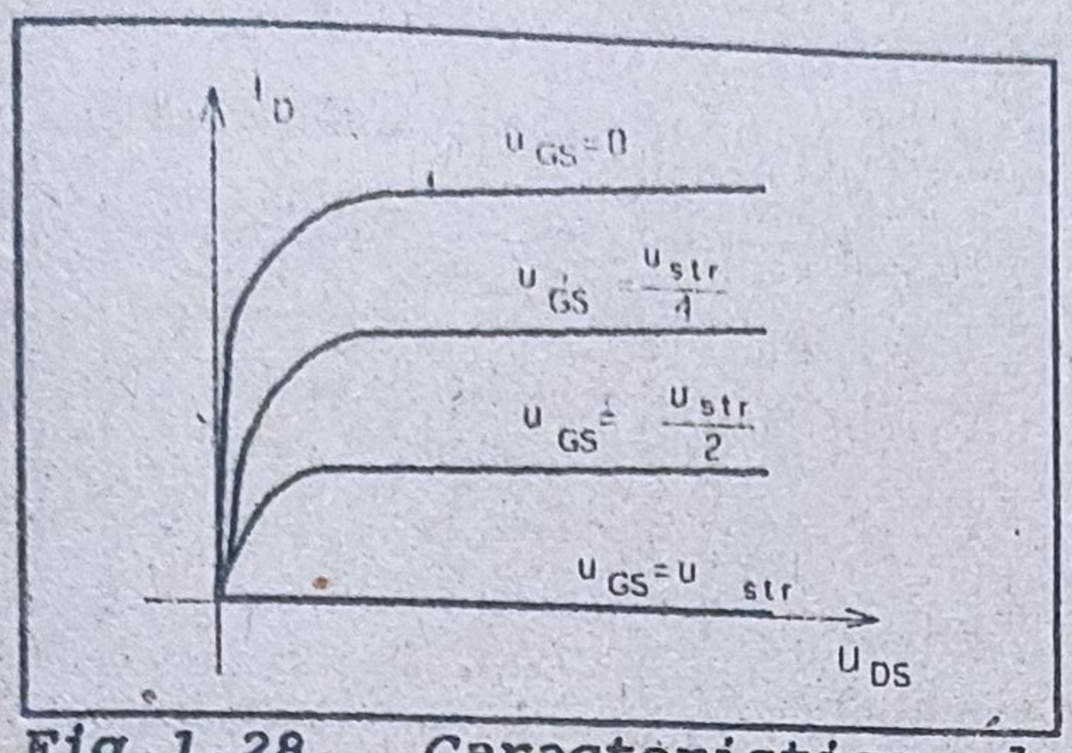

Fig.1.28. Caracteristica de ieşire a tranzistorului TEC-J

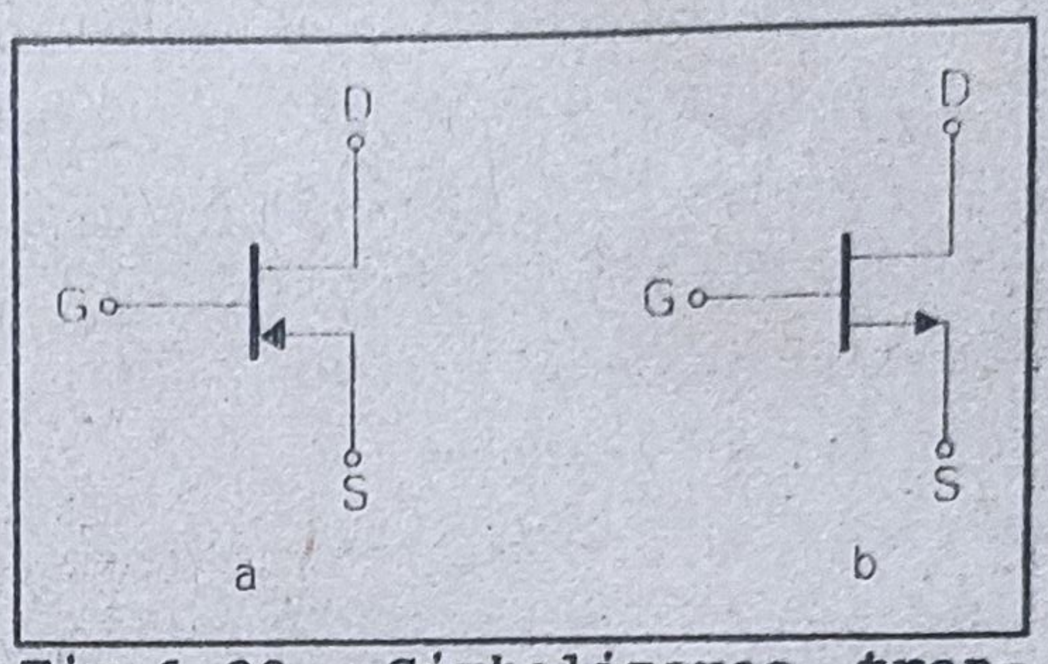

Fig.1.29. Simbolizarea tranzistorului TEC-J; a - canal P; b - canal N

In fig.1.28 se prezintă una din cele mai utilizate caracteristici statice ale tranzistorului TEC-J - caracteristica de ieşire, iar în fig.1.29 simbolizarea acestora.

TEC-J au aceeaşi gamă de aplicaţii ca şi TEC-MOS. Deoarece TEC-MOS au tehnologia de fabricaţie mai simplă şi curentul de grilă mai mic, acestea sunt mult mai răspândite în aplicaţii decât TEC-J.

1.3.3. Tranzistoare unijoncţiune (TUJ)

Tranzistorul unijoncţiune - dioda cu bază dublă - este realizat tehnologic prin difuzia pe un substrat semiconductor de tip N a unei regiuni (zone) de tip P (fig.1.30). Substratul este prevăzut cu două terminale - denumite baze - iar zona de tip P se numeşte emitor.

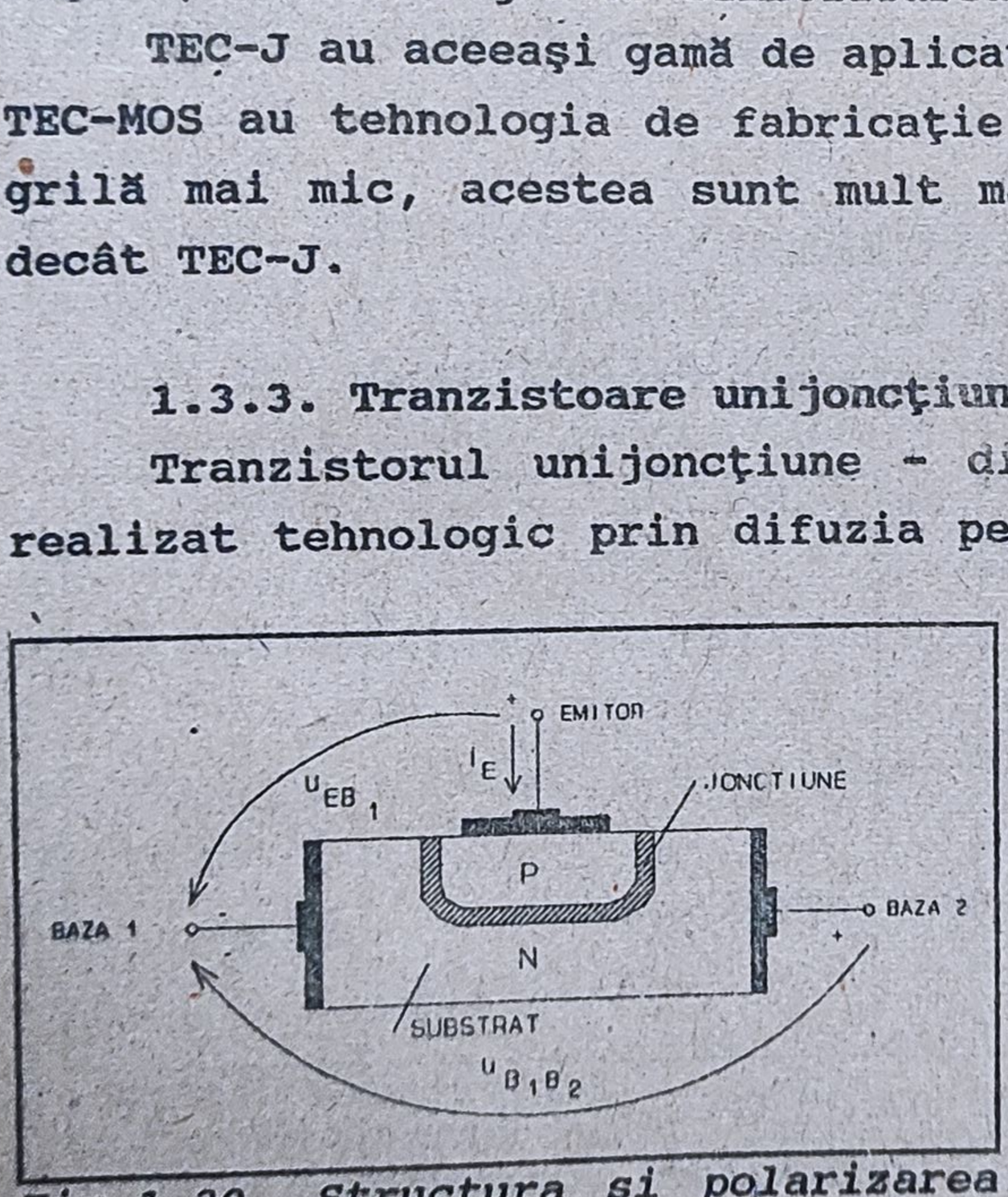

Fig.1.30. Structura şi polarizarea TUJ-ului

Tranzistorul TUJ funcţionează cu joncţiunea PN alimentată (polarizată) direct, astfel că se obţine o caracteristică de ieşire $i_E = f(u_{EB1})$ de forma celei prezentate în fig.1.31.a; simbolizarea TUJ-ului este arătată în fig.1.31.b.

Datorită rezistenţei negative a caracteristicii statice

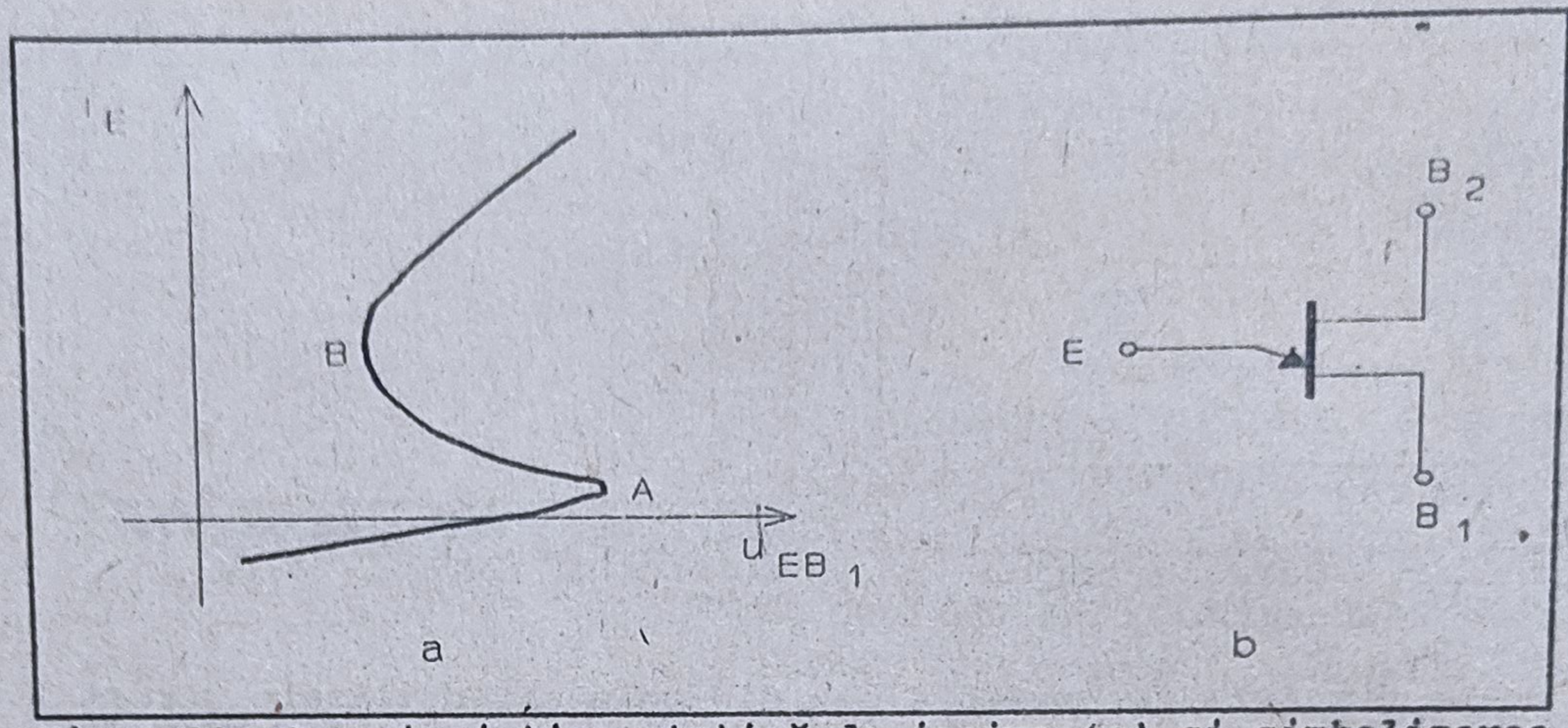

Fig.1.31. Caracteristica statică de ieşire (a) şi simbolizarea (b) a tranzistorului unijoncţiune

(porţiunea AB) TUJ-ul este folosit în generarea oscilaţiilor de diferite forme.

1.4. Tiristorul, triacul şi diacul

Un tiristor se realizează din patru regiuni P şi N alternativ dispuse, astfel încât se formează trei joncţiuni PN. Zona

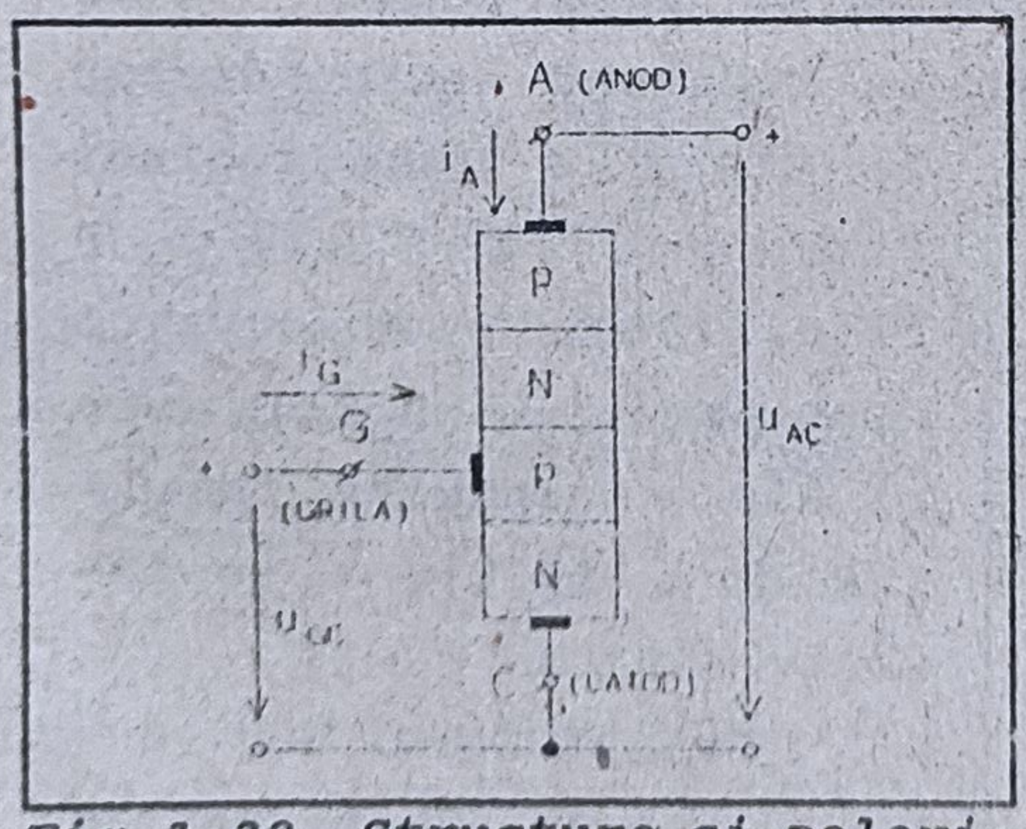

Fig.1.32. Structura şi polarizarea tiristorului

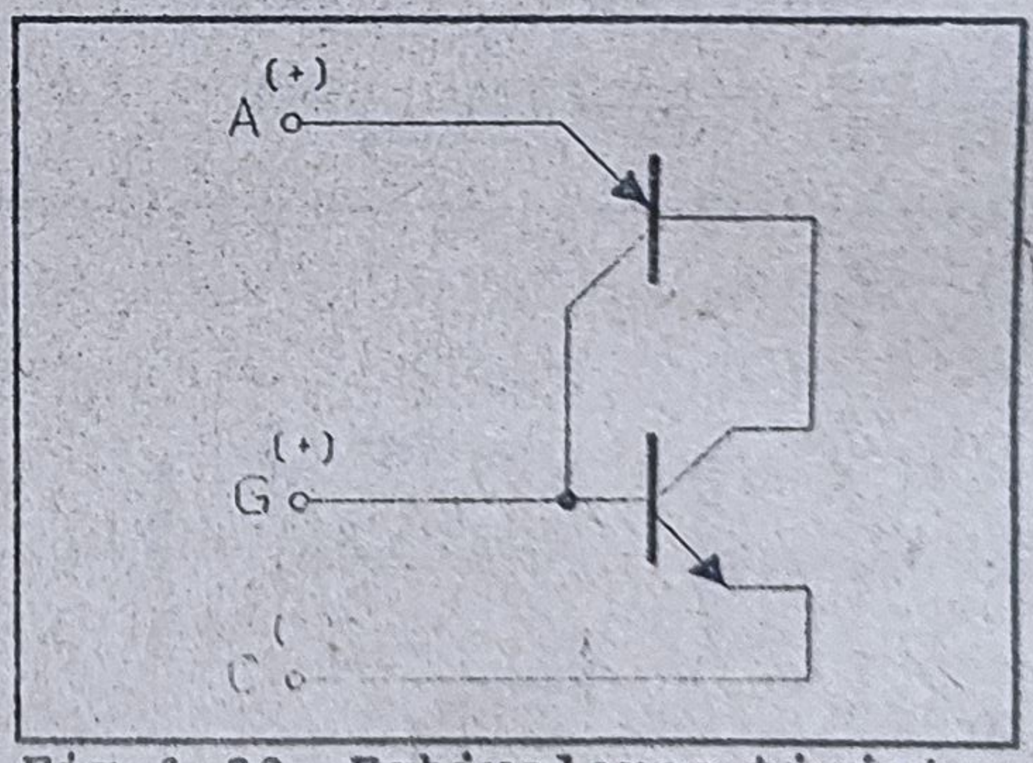

Fig.1.33. Echivalarea tiristorului prin tranzistoare cu joncţiuni complementare

P extremă se numeşte anod, zona N extremă - catod, iar zona P centrală - grilă (electrod) de comandă (vezi fig.1.32, în care este specificată şi polarizarea tiristorului). Structura tiristorului poate fi privită ca legarea a doi tranzistori cu joncţiuni complementari - unul PNP şi celălalt NPN - ca în

fig.1.33.

Funcţionare: Caracteristica statică a tiristorului este prezentată în fig.1.34. Să considerăm, mai întâi, $u_{ac} = 0$; se

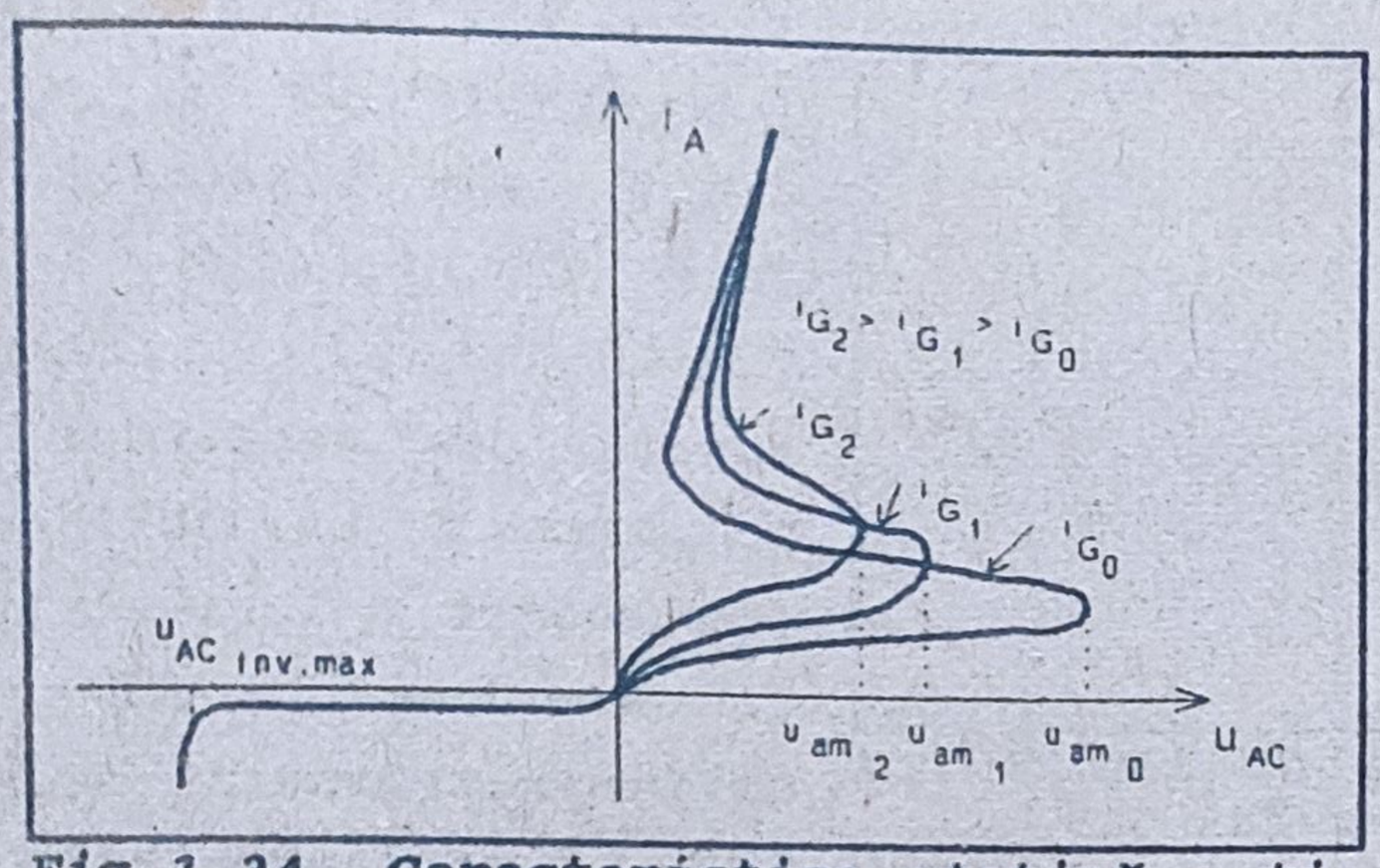

Fig.1.34. Caracteristica statică a tiristorului

măreşte progresiv u_{AC} constatându-se că curentul anodic i_A creşte nesemnificativ până când, la o valoare de "amorsare" u_{am0}, tensiunea pe tiristor să scadă iar curentul să crească brusc. Până la $u_{AC} < u_{am0}$ tiristorul se spune că este blocat, iar pentru $u_{AC} > u_{am0}$ tiristorul este în conducţie.

Dacă tensiunea $u_{ac} > 0$ - adică $i_G > 0$ - valoarea la care tiristorul se "amorseazăă" scade progresiv, până când, la un anumit curent i_G denumit "curent de comandă critic", tensiunea de amorsare devine foarte mică (1 ÷ 2 V).

După amorsare electrodul de comandă nu mai are nici un efect de control, astfel că amorsarea se poate realiza prin impulsuri de scurtă durată.

Revenirea în starea de blocare se face numai după ce curentul i_A a scăzut sub o anumită limită denumită "curent de menţinere".

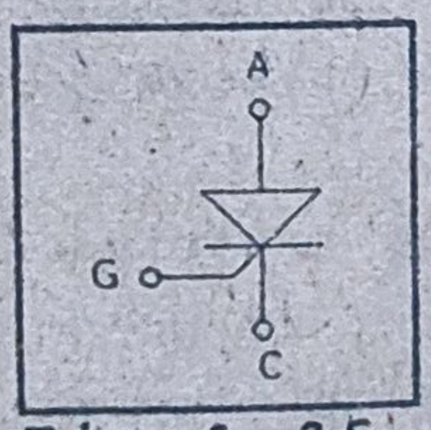

Fig.1.35. Simbolizarea tiristorului

Simbolizarea tiristorului este prezentată în fig.1.35.

Fiecare tiristor rezistă la un curent maxim I_{Amax} şi la o tensiune inversă maximă U_{ACmax}. Depăşirea acestor limite duce la distrugerea tiristorului.

Tiristoarele sunt utilizate, cu precădere, în acţionarea motoarelor de c.c. prin redresarea comandată a tensiunilor alternative, în circuitele de protecţie etc.

Triacul este un dispozitiv semiconductor având structura

şi caracteristicile electrice asemănătoare tiristorului; însă se deosebeşte de acesta prin faptul că are o funcţionare bidirecţională (caracteristica $i_A = f(u_{AC})$ este simetrică faţă de origine - fig.1.36.a). In funcţie de tensiunea de comandă pe grilă (de aceaşi polaritate cu tensiunea u_{AC}) deschiderea triacului se face corespunzător valorii u_{AC}. Simbolizarea triacului este prezentată în fig.1.36.b.

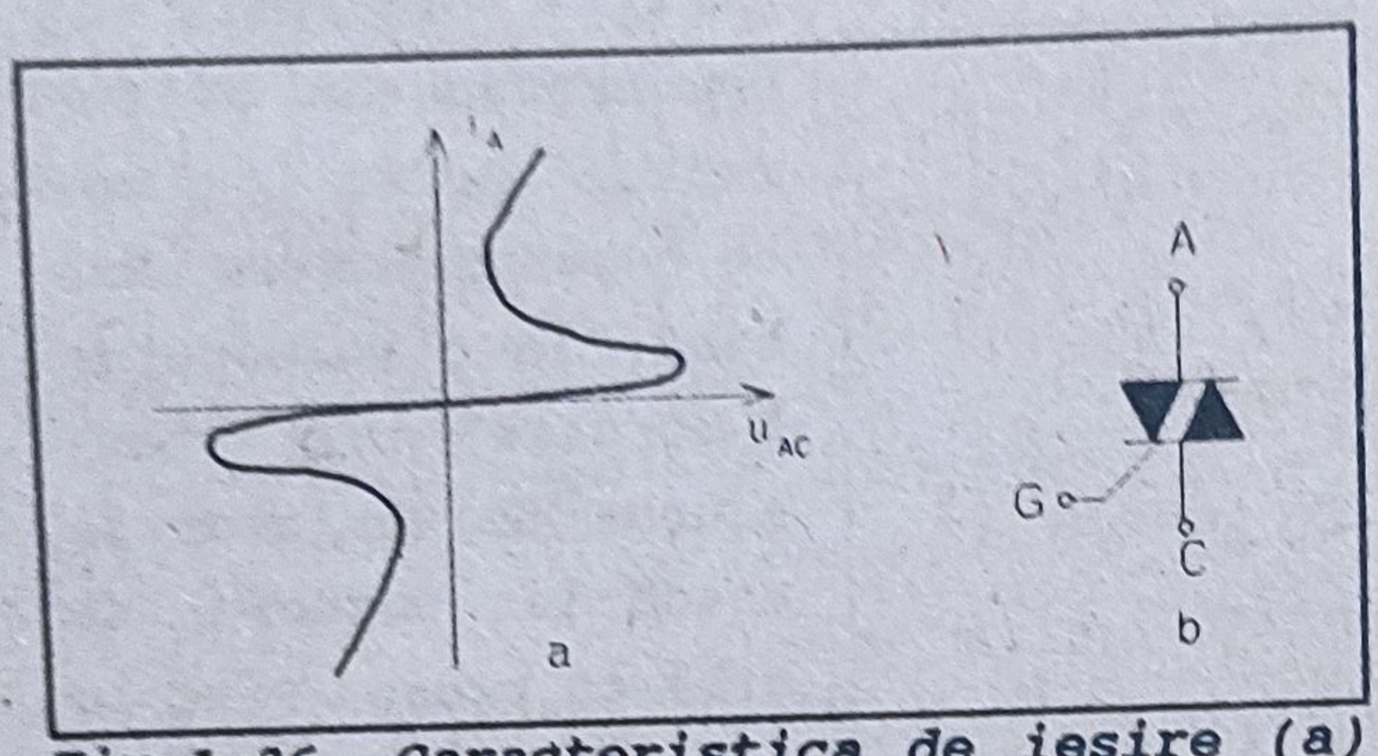

Fig.1.36. Caracteristica de ieşire (a) şi simbolizarea (b) triacului

Pentru comanda triacului, în aplicaţiile practice se foloseşte o diodă bidirecţională - denumită diac - a cărei simbolizare este dată în fig.1.37.

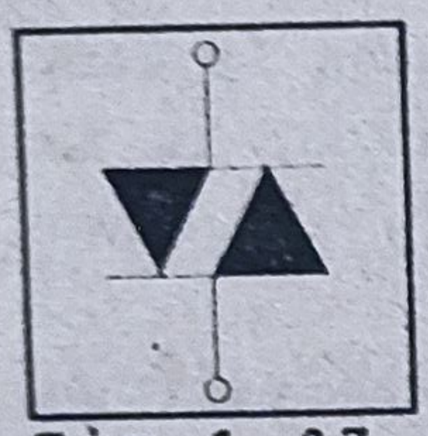
Fig.1.37. Simbolizarea diacului

Un exemplu tipic de utilizare a triacului, comandat prin intermediul unui diac, este în iluminatul ambiental cu intensitate luminoasă variabilă.

1.5. Dispozitive semiconductoare fotoelectrice

Fotoelementele sunt dispozitive care convertesc energia radiaţiilor luminoase (sau din spectrul invizibil - de exemplu infraroşu) în energie electrică. Funcţionarea lor se bazează pe efectul fotoelectric intern.

Fotorezistenţele (fig.1.38) sunt realizate din materiale semiconductoare depuse pe un suport izolant, pe care, în prealabil, s-au realizat conexiunile metalice sub formă de pieptene. Supuse la iluminare, fotorezistenţele îşi modifică (scad) rezistenţa electrică în funcţie de intensitatea radiaţiilor luminoase; au variaţii foarte mari de rezistenţă electrică (de la 10 ÷ 50 MΩ la întuneric, la 10 ÷ 50 Ω la lumină puternică).

Fotorezistenţele sunt folosite în circuite de comandă a

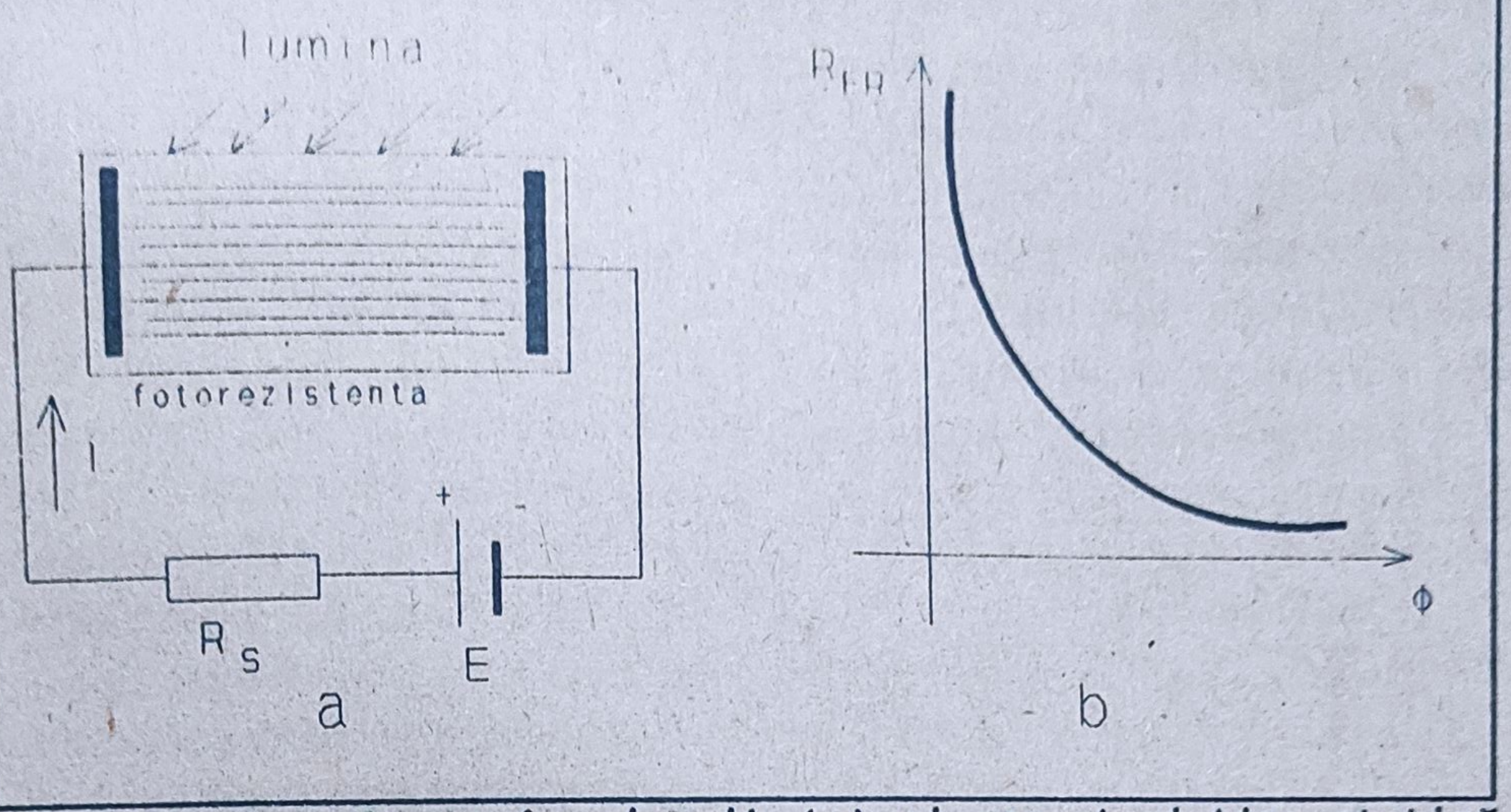

Fig.1.38. Conectarea în circuit (a) şi caracteristica statică (b) a fotorezistenţei

schemelor din diverse aplicaţii (de exemplu în iluminatul public).

Fotodiodele (fig.1.39) sunt dispozitive semiconductoare

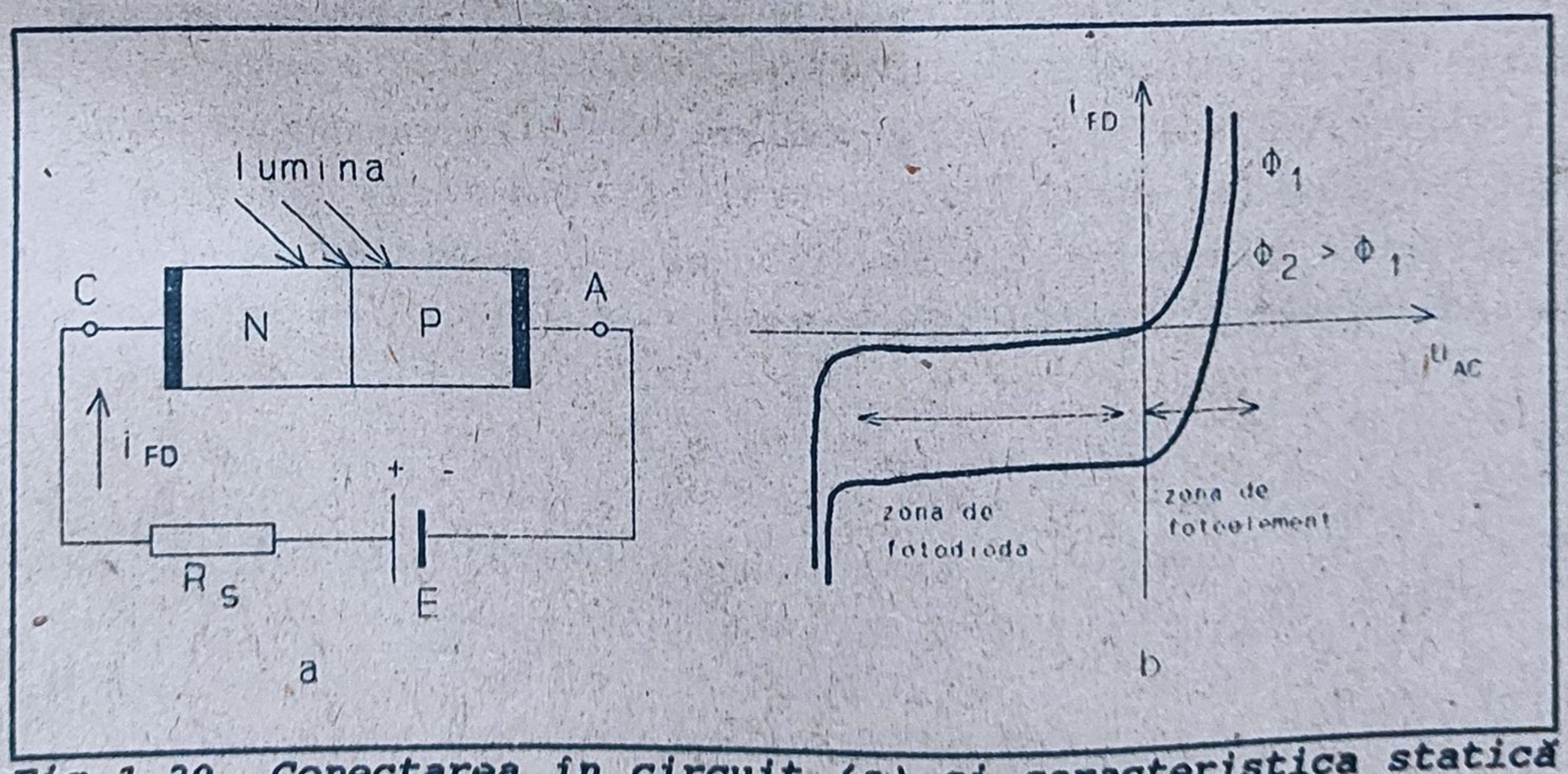

Fig.1.39. Conectarea în circuit (a) şi caracteristica statică (b) a unei fotodiode

care, din punct de vedere constructiv, sunt asemănătoare diodelor obişnuite, cu deosebirea că zona joncţiunii poate fi iluminată de fluxul luminos extern, prin intermediul unei lentile

montate în corpul capsulei. In acest mod, intensitatea curentului prin fotodiodă depinde atât de elementele de circuit în care aceasta este introdusă, cât şi de intensitatea fluxului luminos.

Fotodioda se conectează în circuit polarizată invers, întrucât, aşa cum se observă din caracteristica statică, ea este sensibilă în această zonă.

Fototranzistorul (fig.1.40) este asemănător unui tranzistor cu joncţiuni, adică are trei regiuni denumite emitor, bază, colector, dar numai emitorul şi colectorul sunt scoase în exterior ca terminale. Prin iluminarea joncţiunii bază colector se obţine modificarea curentului de colector i_c (deci fluxul luminos are rolul curentului de bază, de aceea baza nu mai este scoasă în exterior). Fototranzistorul se montează în circuit în conexiunea emitor comun ca în fig.1.40.

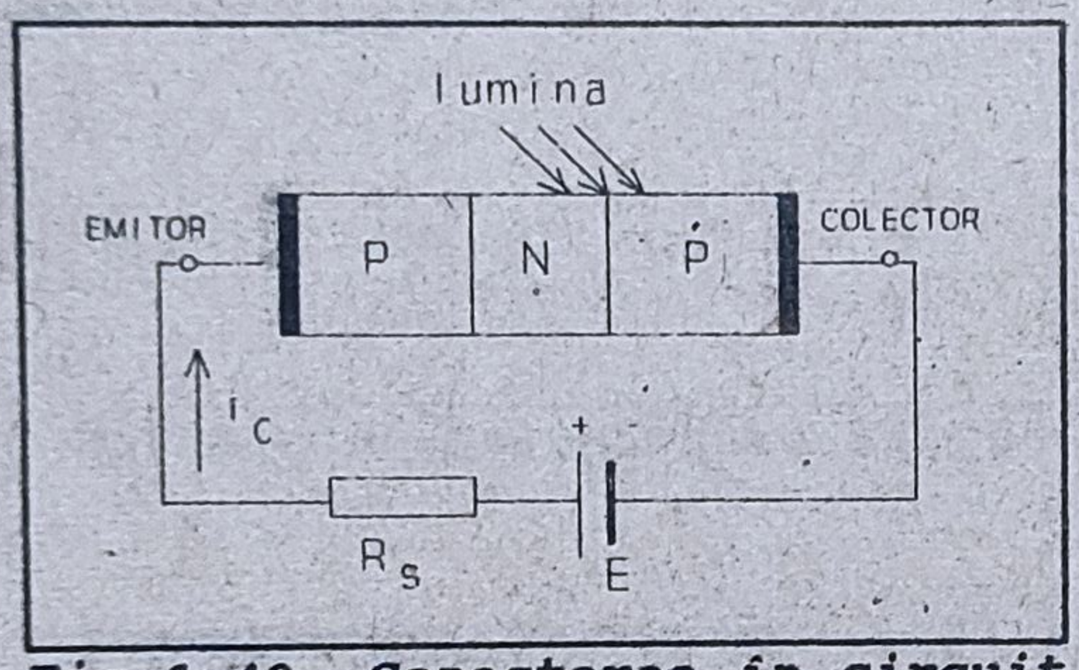

Fig.1.40. Conectarea în circuit a fototranzistorului

Aplicaţiile tipice ale fotodiadelor şi fototranzistoarelor sunt ca elemente sensibile la radiaţii luminoase folosite în construcţia traductoarelor numerice de deplasare (de exemplu în comanda numerică a maşinilor unelte).

Cap2. CIRCUITE ELECTRONICE ANALOGICE

In general, prin circuit electronic se înţelege un circuit electric care conţine una sau mai multe componente electronice.

Circuitele electronice pot fi:

a) după modul cum sunt realizate componentele electrice şi electronice care alcătuiesc circuitul se disting:

- circuite electronice realizate cu componente discrete;
- circuite electronice realizate cu structuri integrate.

b) după funcţia realizată: amplificatoare, redresoare, oscilatoare, modulatoare, convertoare, circuite logice etc;

c) în funcţie de dependenţa dintre mărimea de ieşire şi cea de intrare se disting:

- circuite liniare
- circuite neliniare;

d) după modul de variaţie în timp a semnalului obţinut la ieşirea circuitului avem:

- circuite analogice, la care ieşirea este o funcţie continuă în timp;
- circuite numerice, care au semnalele de ieşire sub formă de nivel logic (tot sau nimic), sau sub formă de impulsuri.

In continuare, urmând clasificarea prezentată la punctul d), se vor analiza câtea tipuri reprezentative de circuite electronice, privite prin prisma funcţionalităţii frecvent întâlnite în cadrul sistemelor analogice şi numerice pentru automatizări.

2.1. Circuite cu diode, rezistenţe şi surse de tensiune

Un circuit cu diode serie este arătat în fig.2.1.a, la care se pune problema determinării curentului prin circuit (I) şi a căderilor de tensiune (u_{d1}, u_{d2}), cunoscându-se tensiunea E şi caracteristicile statice ale diodelor.

Problema nu poate fi soluţionată analitic întrucât diodele sunt elemente neliniare, în consecinţă se aplică o metodă grafică, bazată pe relaţia

$$E = u_{d_1} + u_{d_2} \quad (2.1)$$

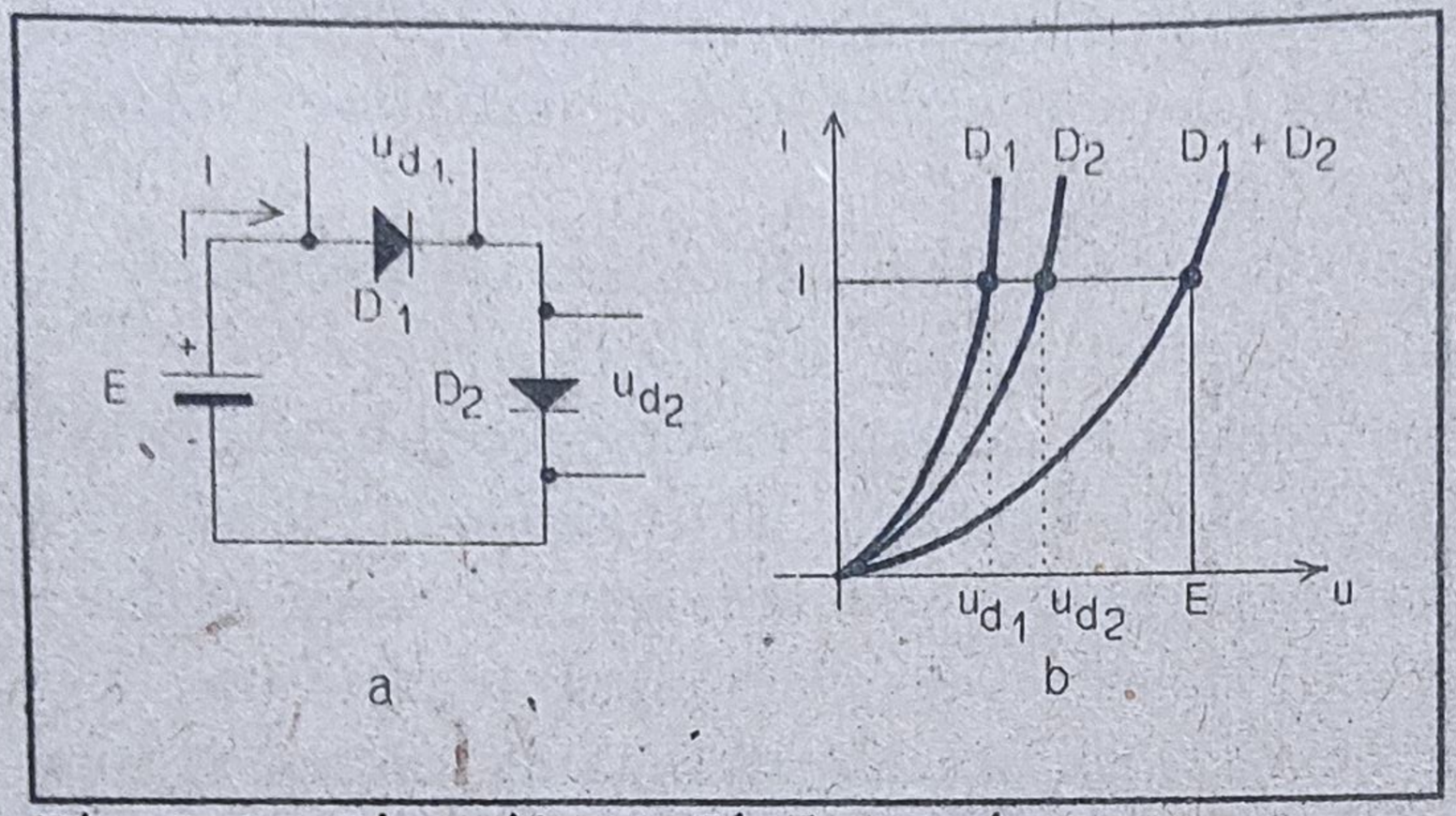

Fig.2.1. Circuit cu diode serie; a - schema electrică; b - caracteristica statică

Etape:

- se trasează, pe acelaşi grafic, caracteristicile statice ale diodelor D_1 şi D_2;

- se trasează prin puncte curba sumă D_1+D_2 (punctele se obţin prin sumarea grafică a absciselor punctelor de pe caracteristicile lui D_1, D_2 la o ordonată dată);

- se trasează verticala de ecuaţie E = ct, iar la intersecţia acesteia cu caracteristica D_1+D_2 se obţine valoarea curentului I;

- se trasează orizontala de ecuaţie I = ct, iar la intersecţia acesteia cu caracteristicile diodelor D_1 şi respectiv D_2 se obţin tensiunile u_{d1}, u_{d2}.

In mod similar se tratează problema a două diode care lucrează în paralel, sau a trei diode - două în paralel şi a treia în serie cu cele două în paralel.

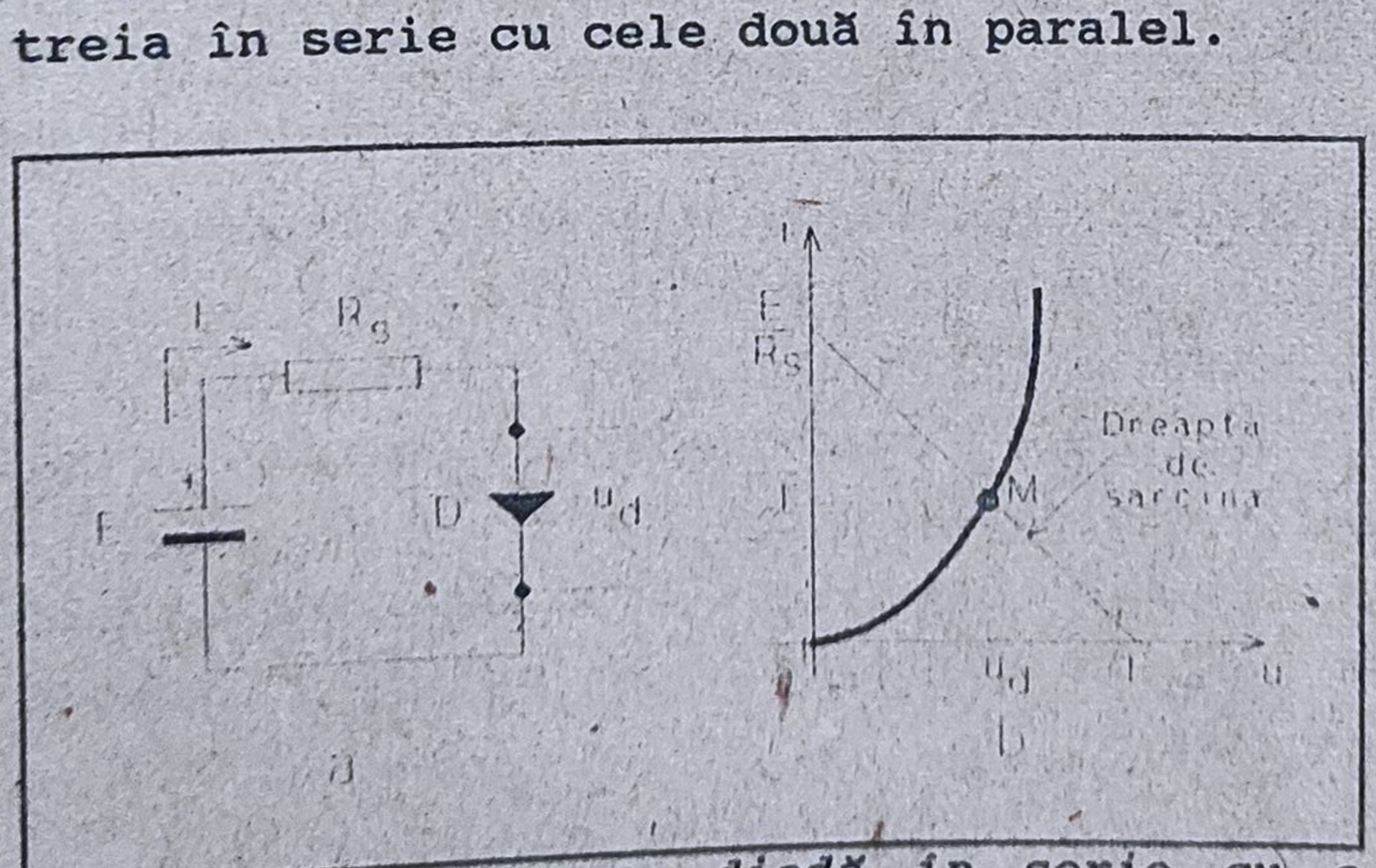

Fig.2.2. Circuit cu diodă în serie cu o rezistenţă şi o sursă constantă în timp; a - schema electrică; b - caracteristica statică

In fig.2.2 este prezentat un circuit având o diodă în serie cu o rezistenţă R_s şi o sursă E. Pentru determinarea curentului I şi a căderii de tensiune pe diodă u_d se aplică o metodă grafică având eta-

pele:

- se trasează caracteristica statică a diodei;
- se scrie Kirchhoff 2 pe circuit

$$E = R_g \cdot I + u_d \qquad (2.2)$$

- se transpune dreapta dată de relaţia (2.2) - denumită *dreaptă de sarcină* - pe caracteristica statică a doidei (pentru I = 0 rezultă $u_d = E$, pentru $u_d = 0$ rezultă $E/R_s = I$); punctul M de intersecţie al dreptei de sarcină cu caracteristica statică a diodei, care are drept coordonate valorile dorite, se numeşte punct de funcţionare al diodei.

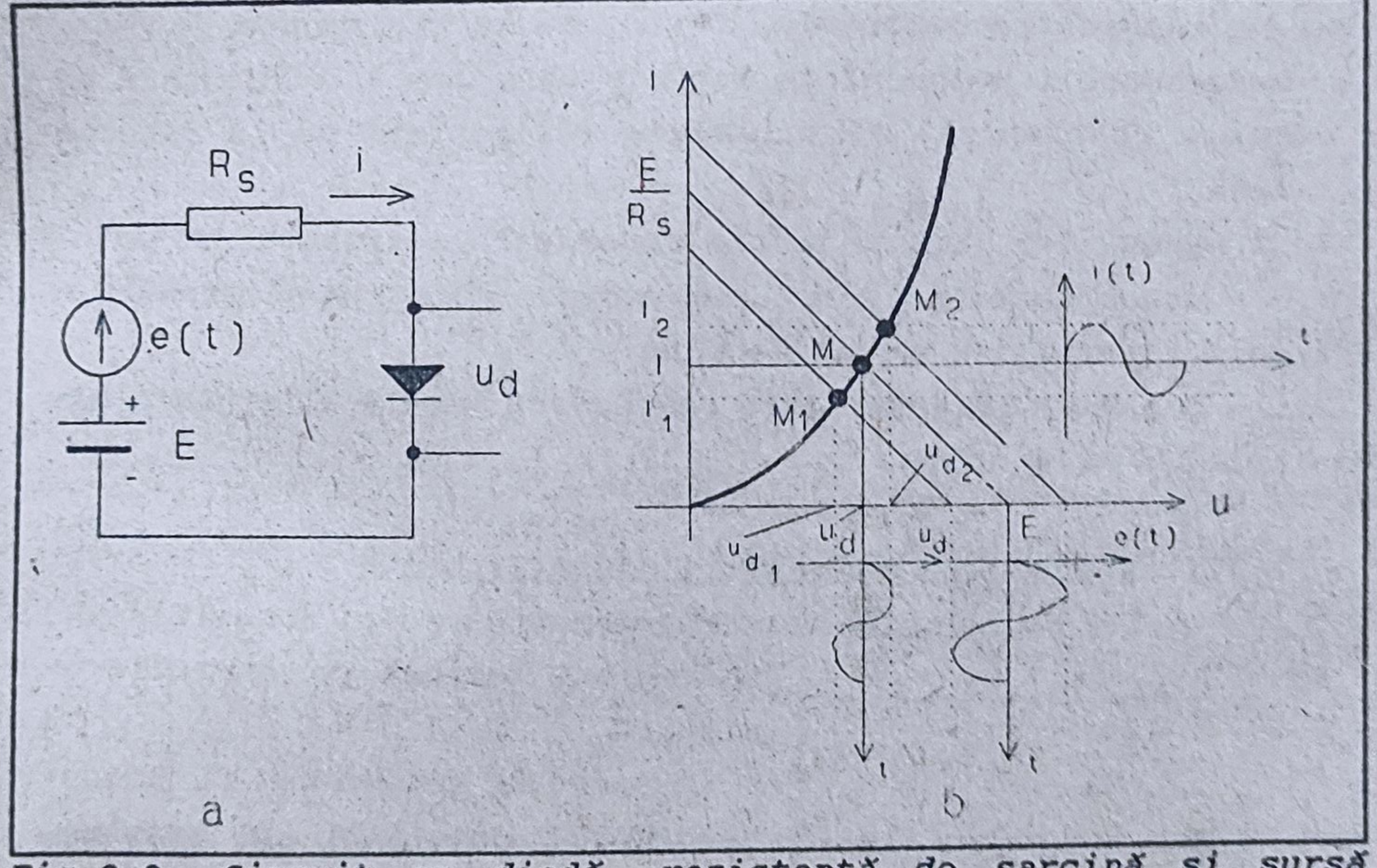

Fig.2.3. Circuit cu diodă, rezistenţă de sarcină şi sursă (constantă + variabilă); a - schema electrică; b - caracteristica statică

In fig.2.3 este prezentat un circuit care are în plus, faţă de circuitul anterior (fig.2.2), o sursă variabilă $e(t) = E_0 \sin \omega t$ înseriată cu sursa constantă E ($E_0 << E$). Pentru analiza circuitului se procedează similar exemplului anterior:

- se trasează caracteristica diodei $i_0 = f(u_0)$;
- se duce dreapta de sarcină în absenţa tensiunii e(t);
- se duc dreptele de sarcină extreme (pentru $u_0 = E \pm E_0$);
- se consideră (pentru $E_0 << \Gamma$) caracteristica statică a

diodei liniară pe porţiunea $M_1 \div M_2$ şi se determină u_{d1}, u_{d2}, respectiv I_1, I_2.

2.2. Circuite redresoare cu diode

In general prin *circuit redresor* se înţelege circuitul electronic care transformă energia electrică de curent alternativ (de joasă frecvenţă) în energie de curent continuu. Se folosesc, de regulă, pentru alimentarea de la reţea a instalaţiilor care lucrează în curent continuu.

Redresoarele se clasifică - funcţie de modul lor de realizare - în:

- *redresoare necomandate*, realizate cu diode;
- *redresoare comandate*, realizate cu tiristoare.

Redresoarele necomandate pot fi: *monofazate* (alimentate de la reţeaua monofazată) şi *trifazate* (alimentate de la reţeaua trifazată).

La rândul lor, redresoarele monofazate/trifazate pot fi:

- *monoalternanţă*, care redresează o singură alternanţă a tensiunii alternative de alimentare;
- *dublă alternanţă*, care redresează ambele alternanţe ale tensiunii de alimentare.

2.2.1. Redresoare monofazate monoalternanţă

In fig.2.4 se prezintă componenţa redresorului monoalternanţă pus să lucreze pe sarcină rezistivă.

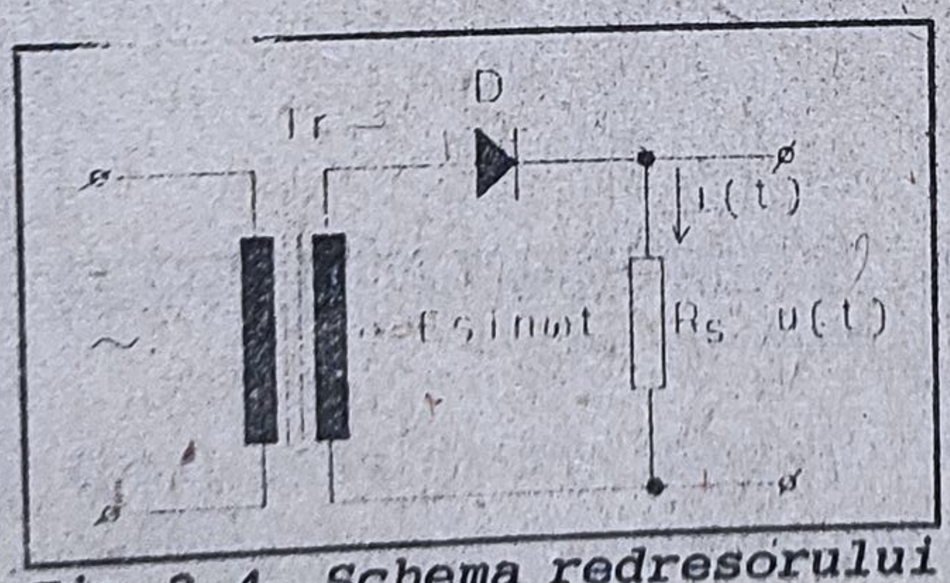

Fig.2.4. Schema redresorului monoalternanţă

Dacă se consideră că transformatorul coborâtor de tensiune alternativă Tr are impedanţa din secundar neglijabilă ($Z_{tr} << R_s$), iar dioda D este ideală, funcţionarea redresorului este după cum urmează:

- pentru cazul când dioda este polarizată direct, aceasta se comportă ca un comutator închis (fig.2.5.a), iar pentru cazul când este polarizată invers
- ca un comutator deschis (fig.2.5.b);

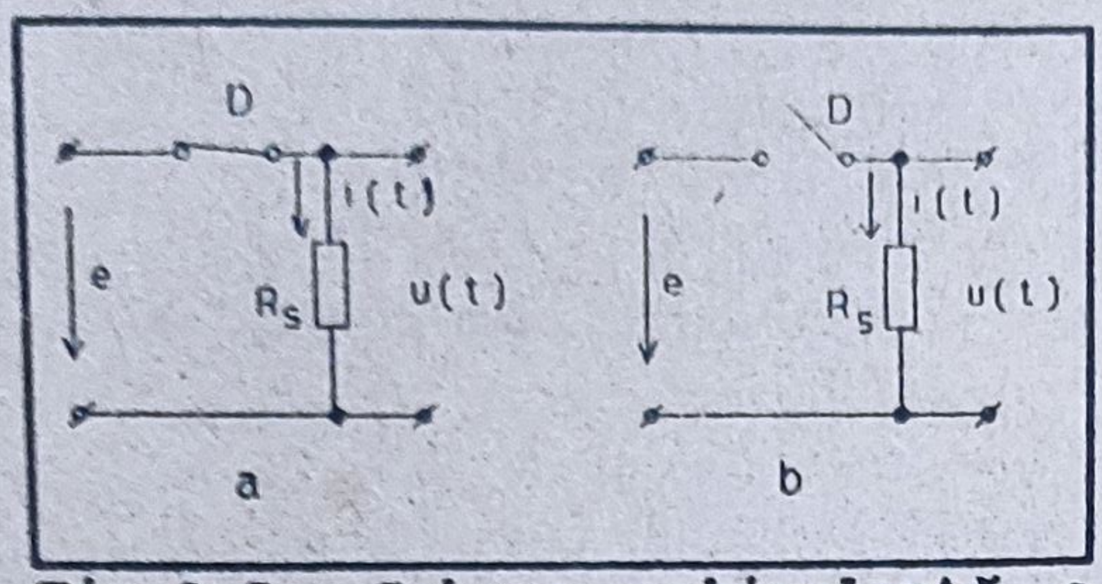

Fig.2.5. Schema echivalentă a redresorului; a - dioda în conducţie; b - dioda blocată

- pe semialternanţa pozitivă tensiunea de ieşire va repeta tensiunea de intrare, iar pe semialternanţa negativă tensiunea de ieşire va fi zero.

Curentul prin rezistenţa de sarcină R_s va avea aceeaşi evoluţie în timp ca şi tensiunea. Pentru exemplificare grafică se va urmări fig.2.6.

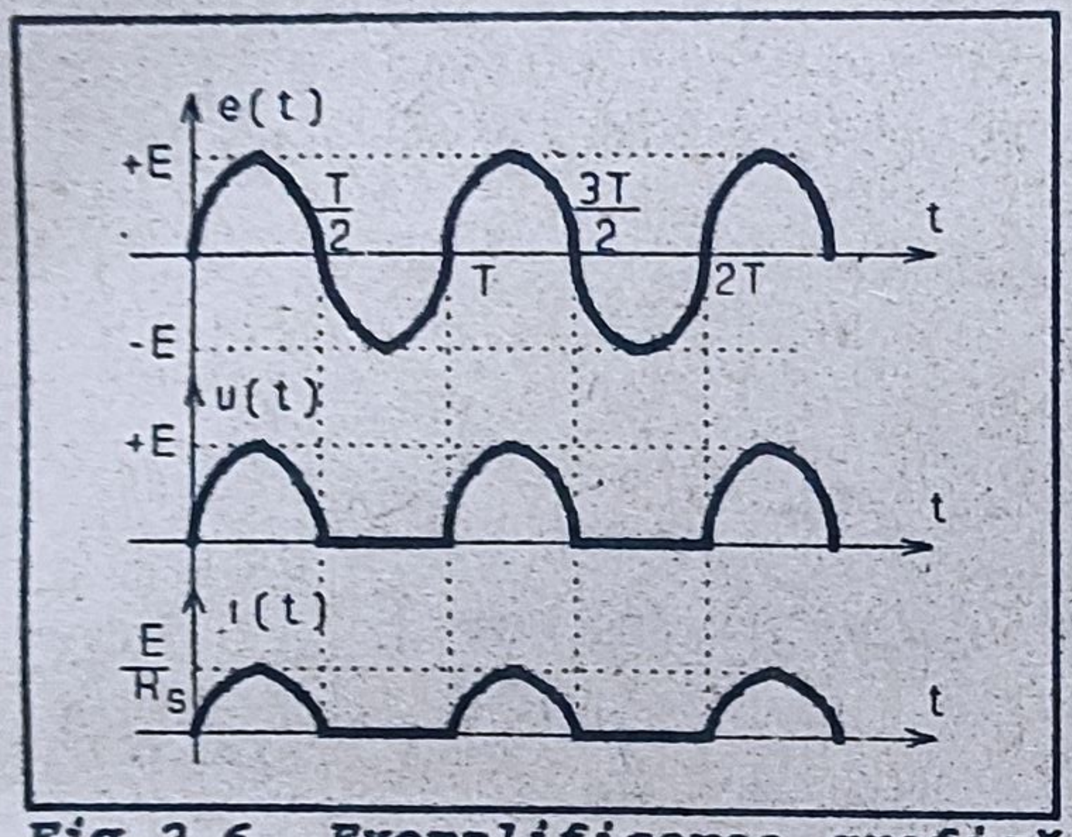

Fig.2.6. Exemplificarea grafică a redresării monoalternanţă

Valoarea medie pe o perioadă a tensiunii monoredresate va fi

$$U_c = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} E\sin\omega t\,dt$$

$$= \frac{2E}{T\omega} = \frac{E}{\pi} \qquad (2.3)$$

iar valoarea medie a curentului redresat monoalternanţă

$$I_c = \frac{U_c}{R_s} = \frac{E}{\pi R_s} = \frac{I_0}{\pi} \qquad (2.4)$$

(s-a notat $E/R_s = I_0$).

Până în prezent atât dioda cât şi transformatorul s-au considerat ideale; în realitate, înfăşurarea secundară a transformatorului are o rezistenţă R_T iar dioda o rezistenţă R_D, adică schema echivalentă a circuitului este ca în fig.2.7, unde

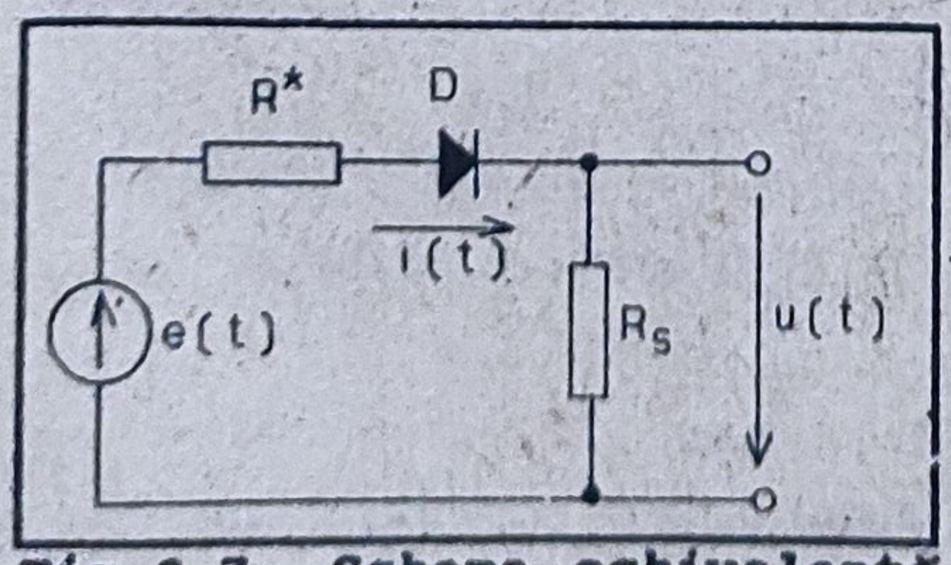

Fig.2.7. Schema echivalentă a redresorului monoalternanţă

$$R^* = R_T + R_D. \qquad (2.5)$$

Rezultă:

$$i(t) = \frac{e(t)}{R^* + R_s} \tag{2.6}$$

$$u(t) = i(t) \cdot R_s = \frac{R_s}{R^* + R_s} \cdot e(t)$$

iar valorile medii ale tensiunii şi curentului pe o perioadă devin

$$U_c = \frac{R_s}{R^* + R_s} \frac{E}{\pi} = \frac{U_0}{\pi} \tag{2.7}$$

$$I_c = \frac{R_s}{R^* + R_s} \frac{I_0}{\pi}$$

Dar, aplicând Kirchhoff 2 pe circuitul din fig.2.7, rezultă

$$e(t) = R^* \cdot i(t) + R_s \cdot i(t) \tag{2.8}$$

sau

$$e(t) = R_s \cdot i(t) + u(t) \tag{2.9}$$

astfel că, prin medierea relaţiei (2.9), se obţine

$$U_c = \frac{E}{\pi} - R^* \cdot I_c \tag{2.10}$$

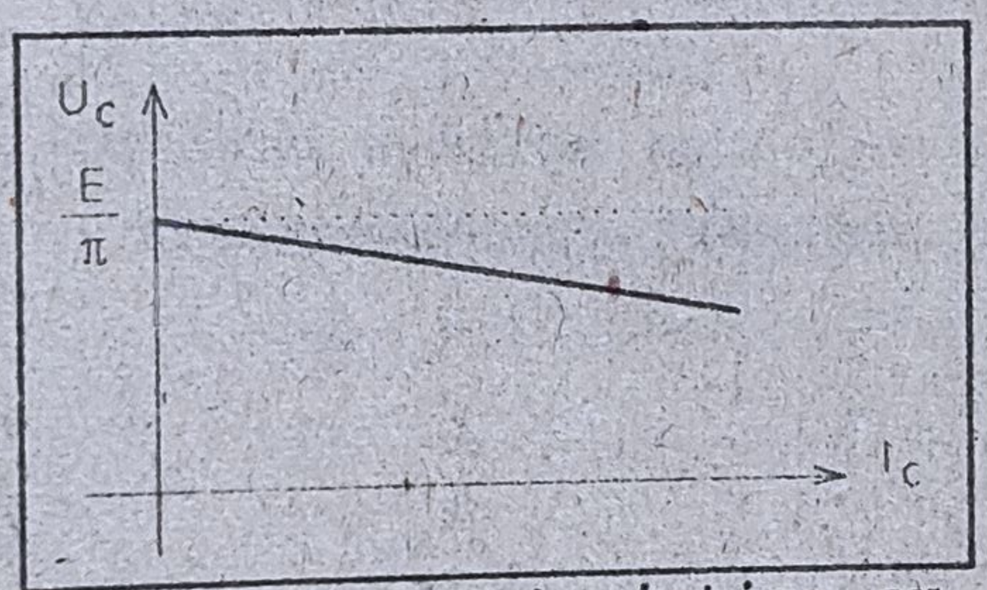

Fig.2.8. Caracteristica externă a redresorului monofazat monoalternanţă

care reprezintă caracteristica externă a redresorului monoalternanţă (fig.2.8). Deci tensiunea medie redresată scade liniar odată cu creşterea curentului, adică în acelaşi timp cu micşorarea rezistenţei de sarcină.

2.2.2. Redresoare monofazate dublă alternanţă

Pentru îmbunătăţirea formei de undă a tensiunii şi curentului redresat se folosesc schemele de redresare dublă alternanţă (fig.2.9.a şi b).

In ipoteza că diodele şi sursele (înfăşurările secundare ale transformatorului) sunt ideale, funcţionarea redresorului din fig.2.9.a este următoarea:

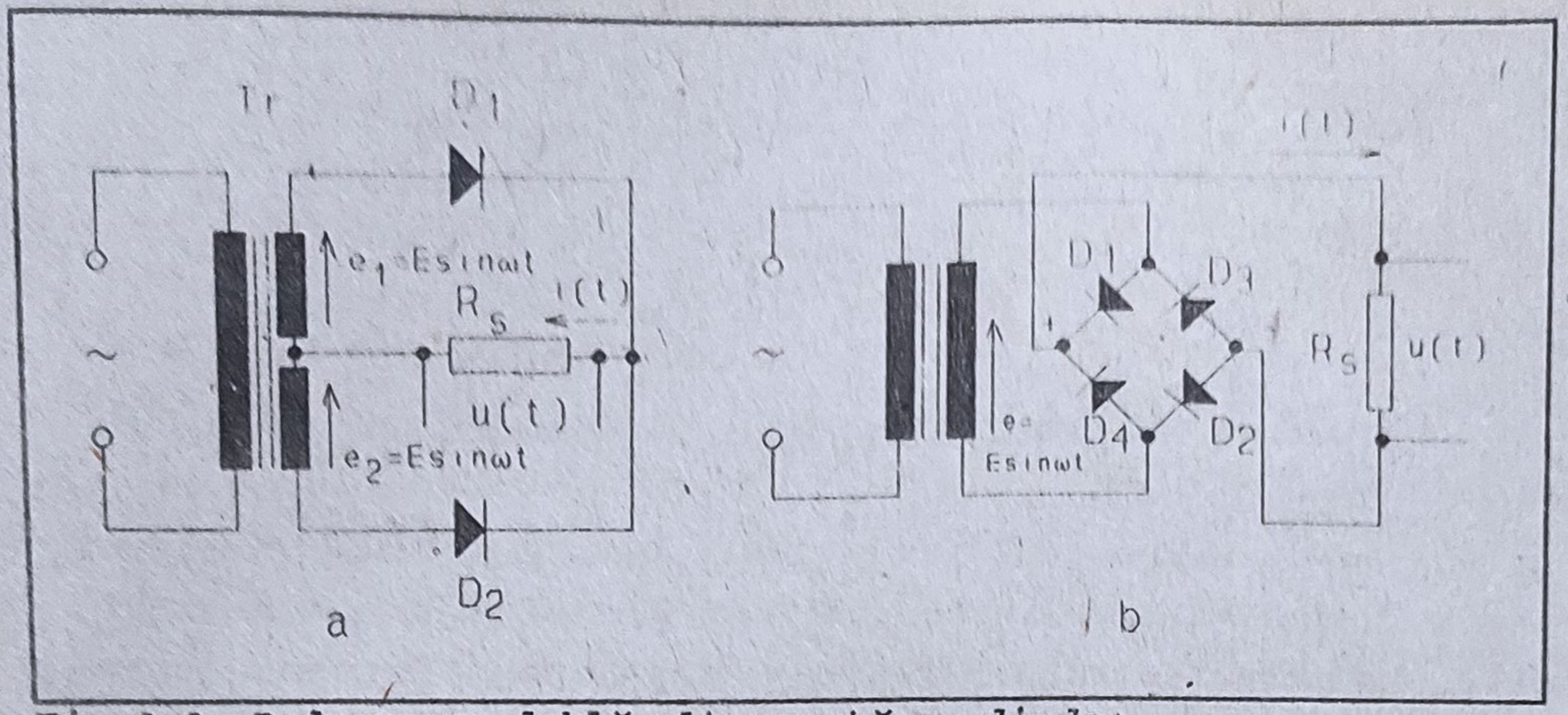

Fig.2.9. Redresoare dublă alternanţă cu diode; a - cu priză mediană; b - cu punte de diode

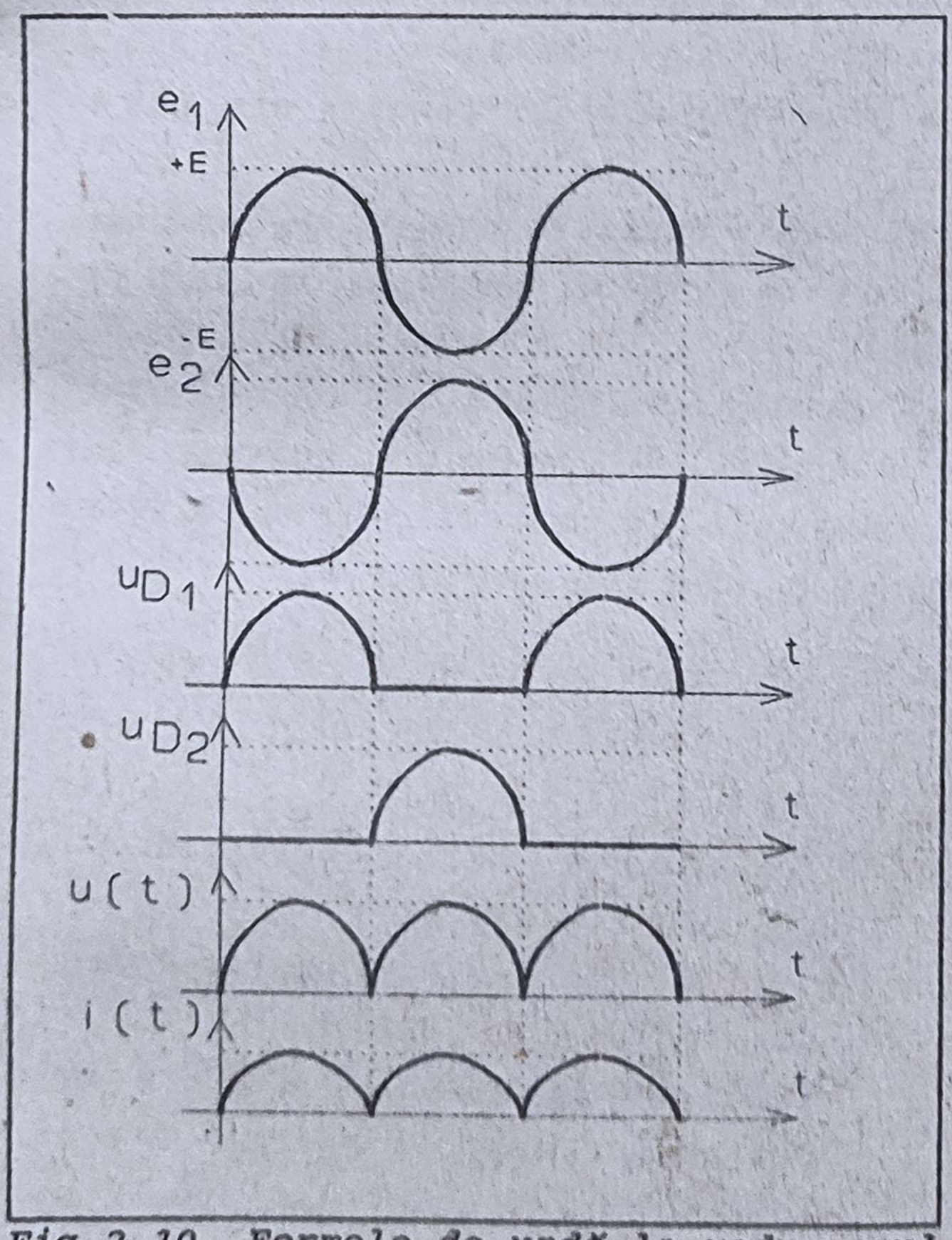

Fig.2.10. Formele de undă la redresorul monofazat dublă alternanţă

- în semialternanţa pozitivă $e_1 > 0$, $e_2 < 0$, astfel că dioda D_1 este polarizată direct (deci va conduce), iar dioda D_2 este polarizată invers (va fi blocată);

- în semialternanţa negativă (se ia ca referinţă tensiunea e_1) avem $e_1 < 0$, $e_2 > 0$ şi va conduce D_2, iar D_1 va fi blocată.

Se obţin astfel formele de undă din fig.2.10.

Valorile medii ale tensiunii şi curentului pe o perioadă vor fi:

$$U_c = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,dt = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} u(t)\,dt = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} E\sin\omega t\,dt = \frac{2E}{\pi} \qquad (2.11)$$

$$I_c = \frac{U_c}{R_s} = \frac{2}{\pi}\frac{E}{R_s}$$

Se observă că rezultă valori duble faţă de redresorul monoalternanţă.

In cazul redresorului din fig.2.9.b se remarcă avantajul folosirii unei singure înfăşurări secundare a transformatorului, dar şi necesitatea utilizării a 4 diode. Funcţionarea, pentru cazul ideal, este următoarea:

- pe semialternanţa pozitivă conduc diodele D_1 şi D_2, iar diodele D_3 şi D_4 sunt blocate, astfel că circuitul se închide prin dioda D_1, rezistenţa de sarcină R_s şi dioda D_2;

- pe semialternanţa negativă acelaşi fenomen are loc cu referire la diodele D_3 şi D_4;

- în ambele semialternanţe - datorită modului de conectare a diodelor - curentul i(t) va avea acelaşi sens de circulaţie (va fi deci un curent pulsatoriu).

Şi pentru redresorul dublă alternanţă, în cazul real, trebuie considerate rezistenţele în conducţie directă ale diodelor şi rezistenţa (rezistenţele) înfăşurării (înfăşurărilor) transformatorului. Se obţine, pentru redresorul real,

$$U_c = \frac{2E}{\pi} - R^* \cdot I_c \qquad (2.12)$$

unde:

$R^* = R_T + R_D$ - pentru redresorul din fig.2.9.a;

$R^* = R_T + 2 \cdot R_D$ - pentru redresorul din fig.2.9.b,

adică se obţine o modificare importantă a valorii medii a semnalului redresat odată cu creşterea curentului prin rezistenţa de sarcină, ceea ce este echivalent cu

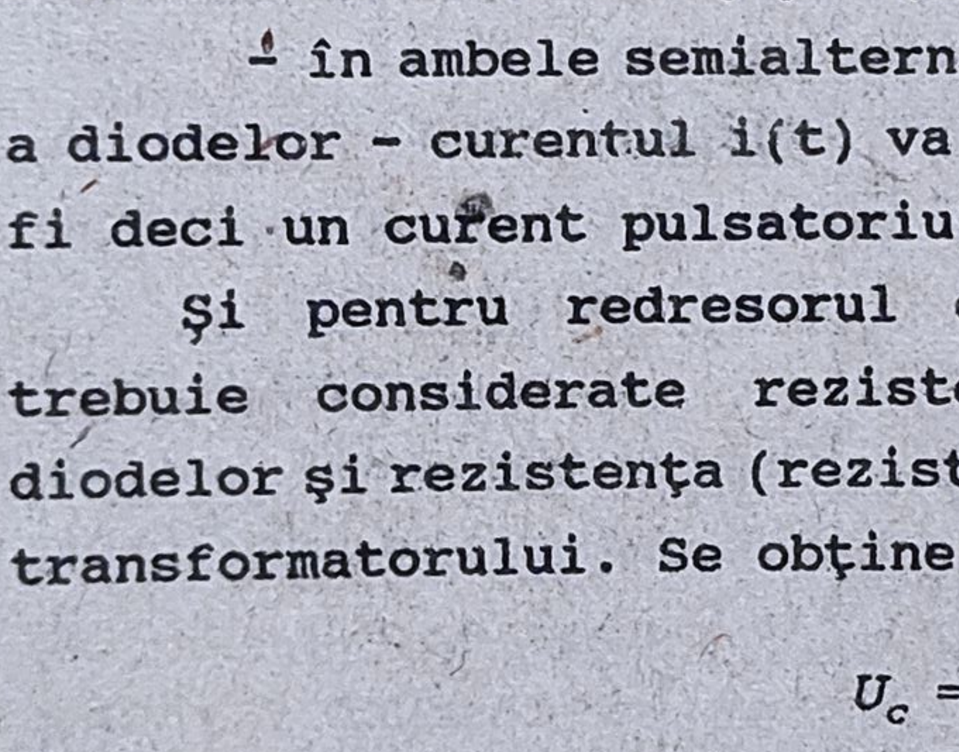

Fig.2.11. Caracteristica externă a redresorului monofazat dublă alternanţă

modificarea rezistenţei de sarcină la tensiune constantă (fig.2.11).

2.2.3. Redresoare trifazate

Redresoarele trifazate, ca şi cele polifazate (redresarea unui număr de faze >. 3), asigură o formă de undă cu ondulări mult mai mici pentru tensiunea redresată (tensiunea se apropie mai mult de forma continuă).

Se deosebesc:

- *redresoare trifazate (polifazate) monoalternanţă* sau "redresoare cu punct neutru" în secundarul transformatorului de alimentare (fig.2.12.a);
- *redresoare trifazate (polifazate) dublă alternanţă* numite şi "redresoare în punte" (fig.2.12.b).

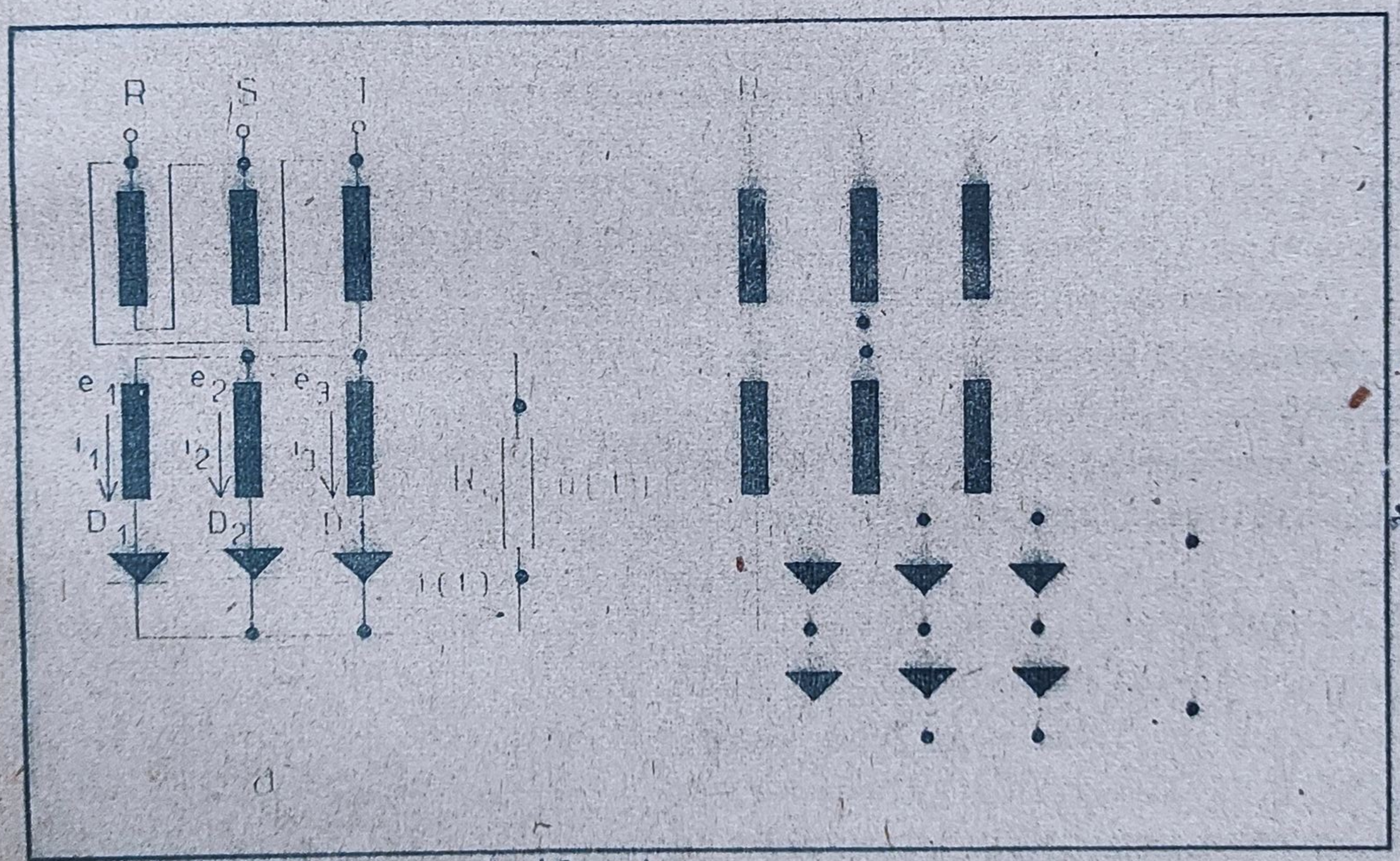

Fig.2.12. Redresoare trifazate; a - monoalternanţă; b - dublă alternanţă

Formele de undă pentru cele două tipuri de redresoare sunt prezentate în fig.2.13.

Funcţionare: In cazul redresorului trifazat monoalternanţă, dioda de pe o fază dată (D_1, D_2, D_3) va conduce atunci când va fi polarizată direct, adică atunci când tensiunea pe faza respectivă

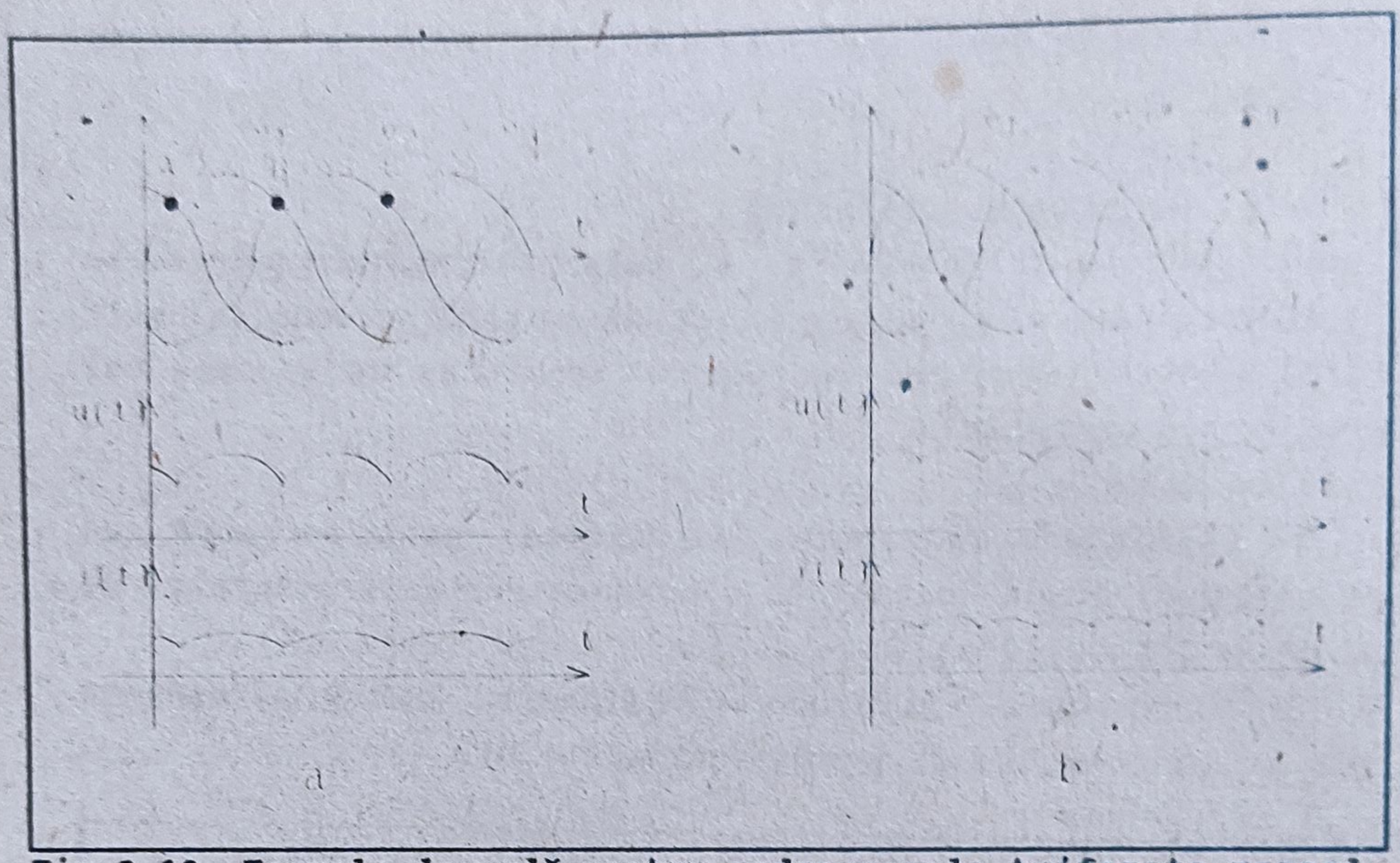

Fig.2.13. Formele de undă pentru redresoarele trifazate monoalternanţă (a), respectiv dublă alternanţă (b)

are valori mai mari decât a celorlalte faze. De exemplu D_1 va conduce pe intervalul AB, D_2 pe intervalul BC etc.

Tensiunea şi curentul prin rezistenţa de sarcină vor avea în permanenţă aceeaşi polaritate, datorită comutării fazelor prin diodele D_1, D_2, D_3.

Considerând expresiile tensiunilor din secundarul transformatorului trifazat de forma

$$\begin{aligned} e_1(t) &= E\sin\omega t \\ e_2(t) &= E\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_3(t) &= E\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad (2.13)$$

in cazul ideal, valoarea medie a tensiunii redresate este

$$U_c = \frac{1}{T/3}\int_{\frac{T}{12}}^{12} E\sin\omega t\,dt = -\frac{3E}{2\pi}\left(\cos\frac{5\pi}{6} - \cos\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}E \qquad (2.14)$$

In cazul redresorului trifazat dublă alternanţă (în punte)

funcţionarea este similară, cu observaţia că, la un moment oarecare de timp, sunt două diode în conducţie, celelate patru fiind blocate. In consecinţă, forma de undă (semnalul redresat) se apropie cel mai mult de cazul unei tensiuni continue (fig.2.13.b), iar valoarea medie a tensiunii redresate, în cazul ideal, rezultă

$$U_c = 2\frac{1}{T/3}\int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} E\sin\omega t\,dt = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}E \qquad (2.15)$$

adică o valoare dublă faţă de cazul redresorului trifazat monoalternanţă.

2.3. Filtrarea tensiunii redresate

S-a văzut, la redresare, că formele de undă ale tensiunii şi curentului la ieşirea din redresor sunt pulsatorii (ondulatorii), deci diferă de forma continuă. In scopul reducerii ondulaţiilor, la ieşirea redresoarelor se pun "filtre de netezire" de diferite forme constructiv-funcţionale.

Cel mai simplu filtru de netezire este realizat cu o capacitate pusă în paralel cu rezistenţa de sarcină (fig.2.14).

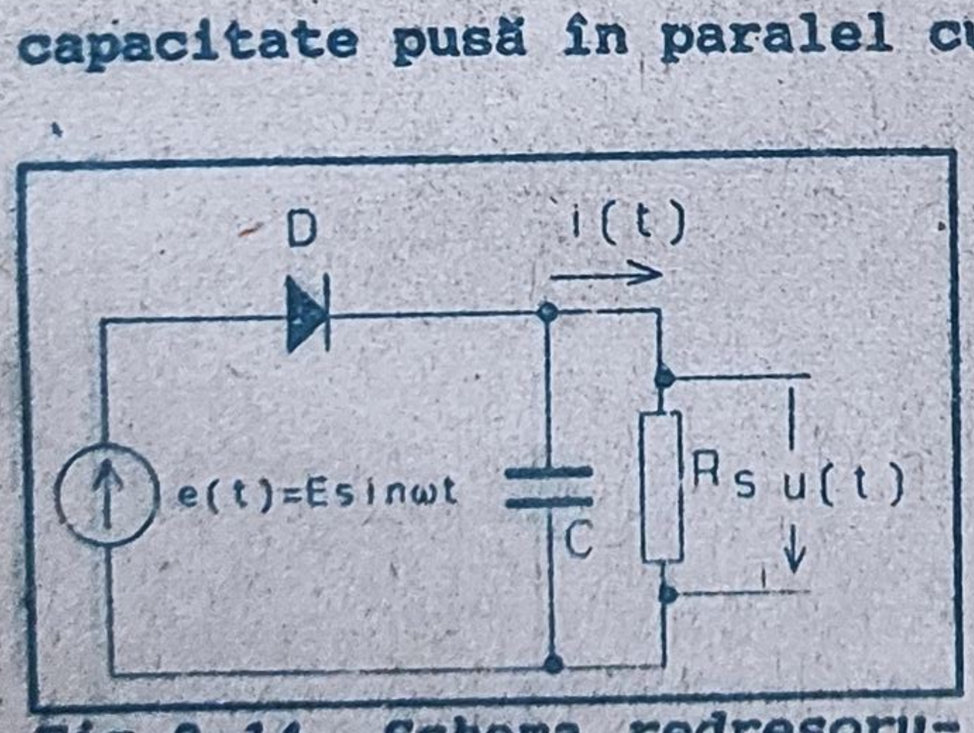

Fig.2.14. Schema redresorului monoalternanţă cu filtru capacitiv

<u>Funcţionare</u>: Presupunem condiţii iniţiale nule (tensiunea pe condensator la momentul t = 0 este nulă):

- în prima semialternanţă pozitivă tensiunea la ieşire va urmări tensiunea e(t) pînă la valoarea maximă E, când dioda D este în conducţie, după care, datorită efectului de reţinere al condensatorului, dioda D se blochează, iar tensiunea la ieşire va scădea exponenţial după legea

$$u(t) = E\cdot e^{-\frac{t}{R_s C}} \qquad (2.16)$$

- cu cât C este mai mare, pentru un R_s dat, produsul R_sC -

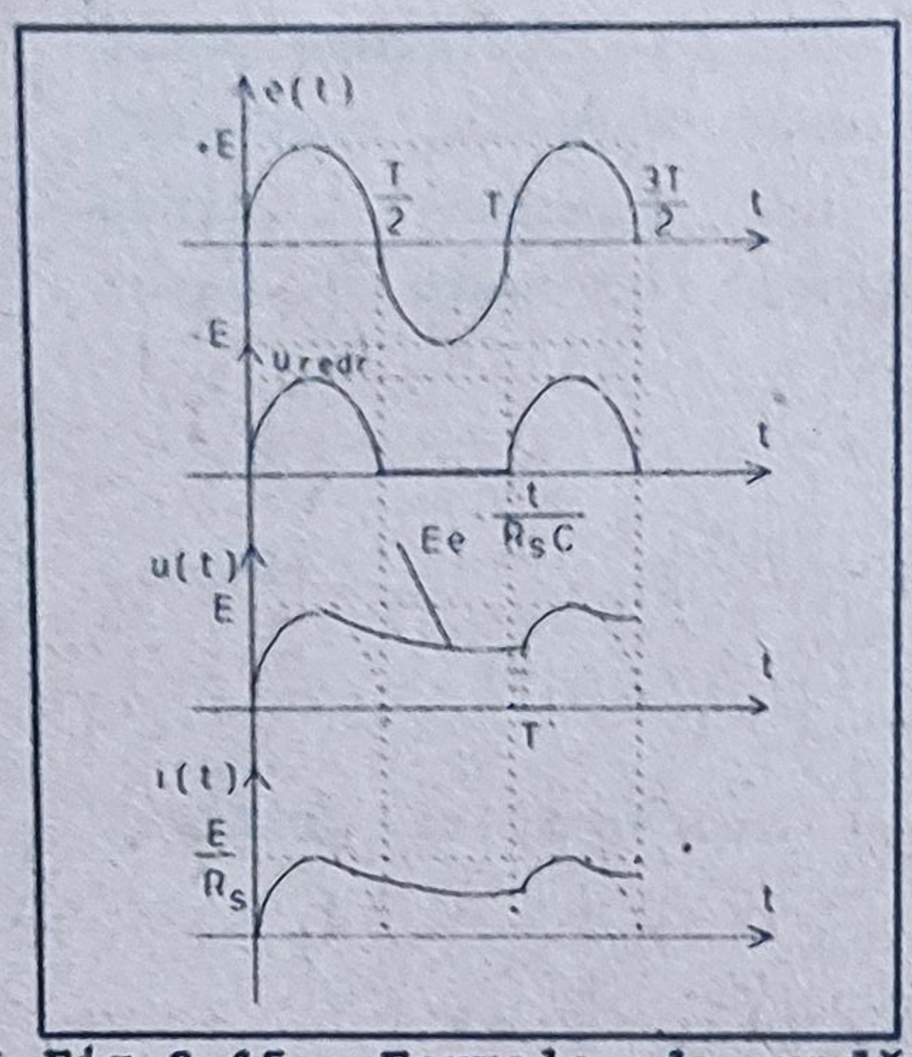

Fig.2.15. Formele de undă pentru schema din fig.2.14.

denumit constantă de timp a filtrului - este mai mare şi descărcarea este mai lentă, astfel că, pe noua semialternanţă pozitivă, tensiunea la care dioda D intră în conducţie va fi mai mare ca zero, deoarece u(T') > 0;

- fenomenul se repetă ciclic datorită periodicităţii tensiunii redresate (fig.2.15);

- analog tensiunii filtrate u(t) va arăta curentul i(t), având în vedere că i(t) = u(t)/R$_s$.

La redresarea dublă alternanţă efectul de filtrare (pentru aceeaşi valoare a constantei de timp R$_s$C) este mai mare, având în vedere că descărcarea capacităţii se face pe o durată mai mică (de circa 2 ori mai mică).

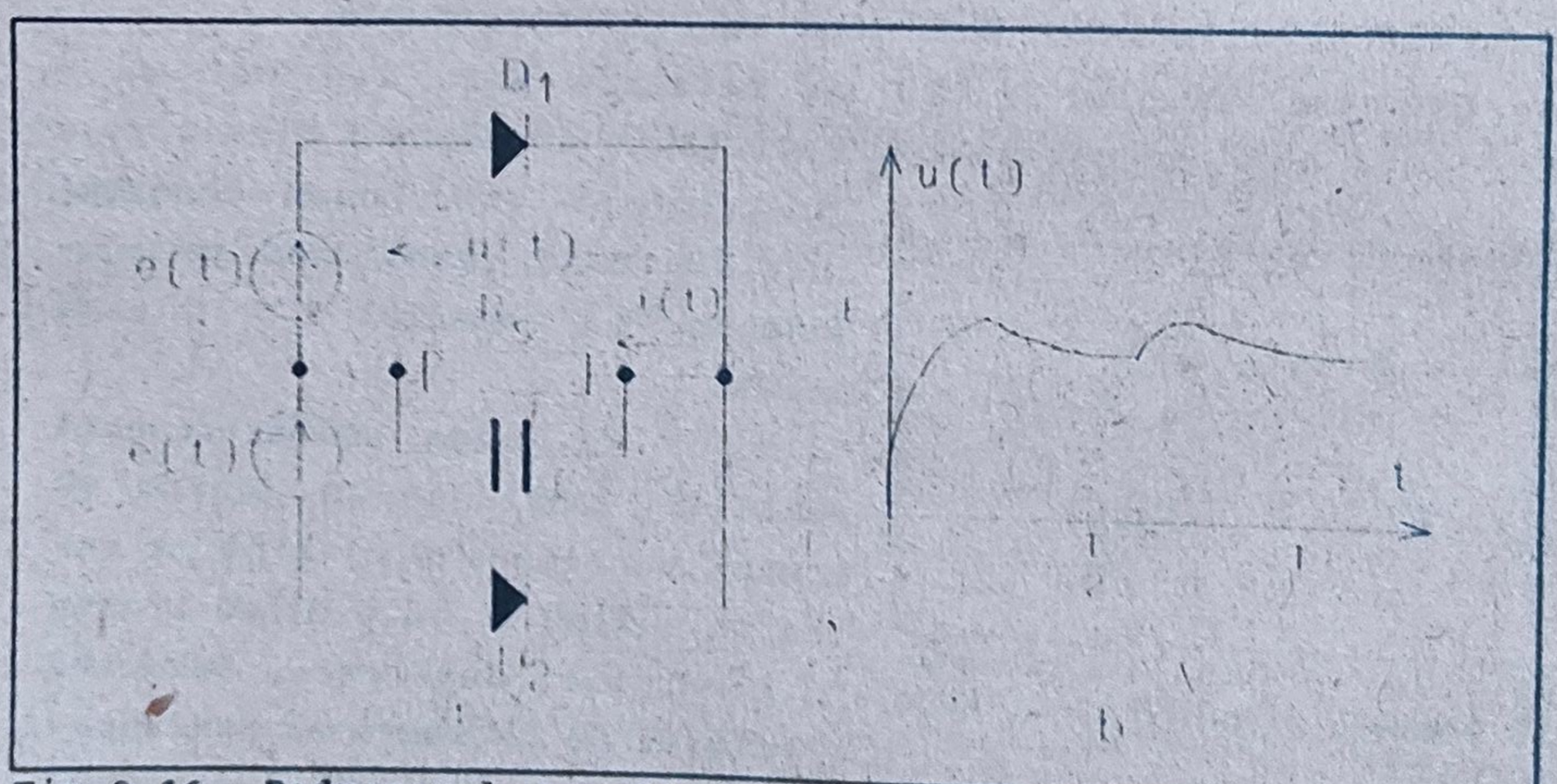

Fig.2.16. Redresorul monofazat dublă alternanţă cu filtru de netezire capacitiv; a - schema electrică; b - diagrame de semnale

Exemplificarea este făcută în fig.2.16, pentru cazul redresorului alimentat de la un transformator cu două înfăşurări identice secundare legate în opoziţie. Analog rezultă şi pentru

cazul punţii de redresare cu 4 diode.

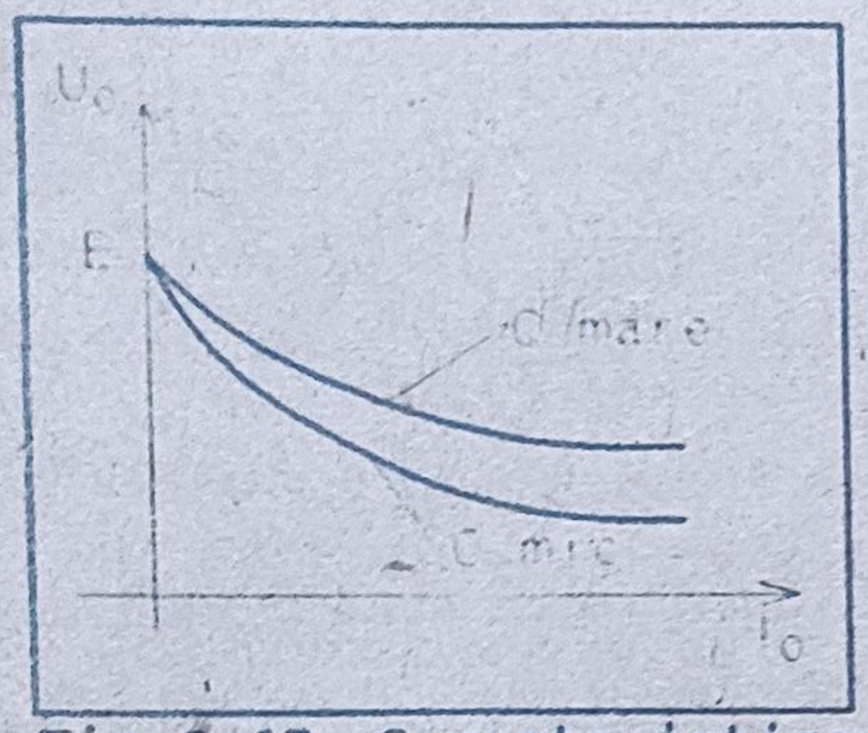

Fig.2.17. Caracteristica externă a redresorului cu filtrare

Pentru redresorul prevăzut cu filtrarea tensiunii redresate, în fig.2.17 se prezintă caracteristica externă, care reprezintă dependenţa tensiunii de ieşire de curentul de ieşire (absorbit de sarcină). Se observă efectul benefic al creşterii capacităţii C asupra tensiunii filtrate din ieşire.

2.4. Stabilizatoare de tensiune

S-a remarcat că redresarea - cu sau fără filtrare - prezintă o caracteristică externă căzătoare cu creşterea curentului absorbit de sarcină, deci variază tensiunea de ieşire odată cu variaţia sarcinii. Cum, de regulă, majoritatea consumatorilor electronici necesită alimentarea la o tensiune constantă, se procedează la stabilizarea tensiunii redresate şi filtrate.

Cel mai simplu stabilizator de tensiune este stabilizatorul "parametric" realizat cu diodă zener.

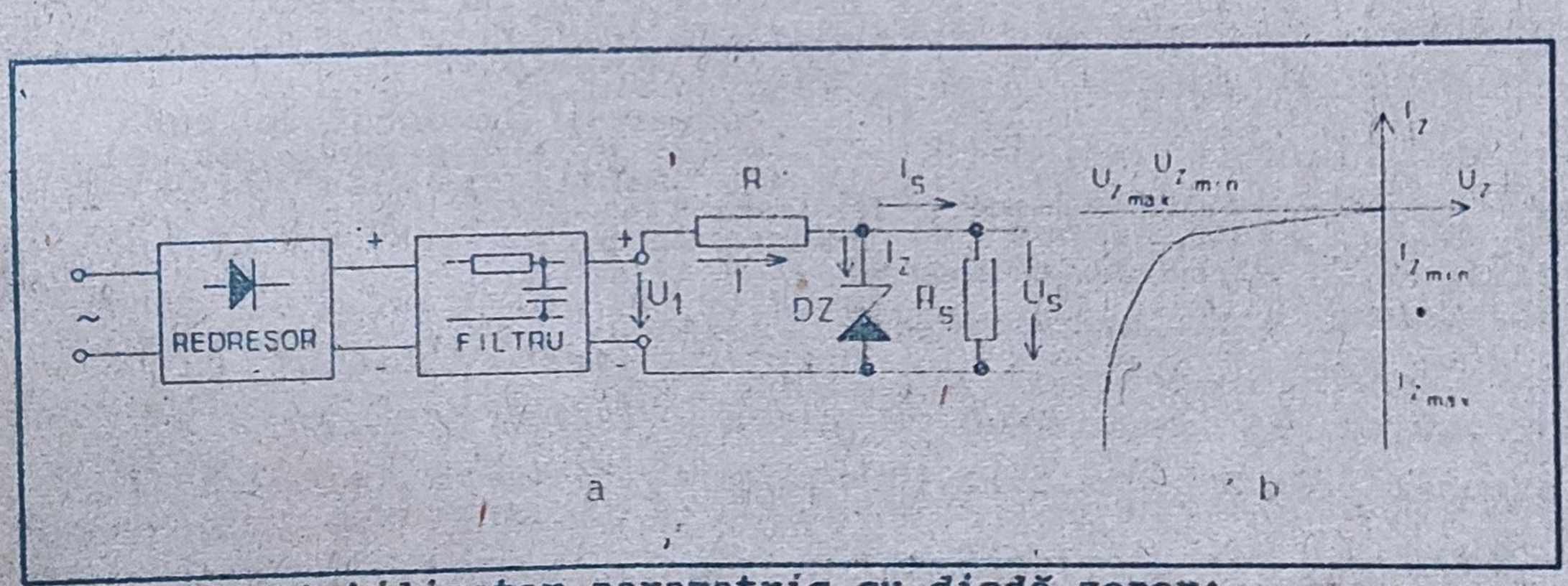

Fig.2.18. Stabilizator parametric cu diodă zener; a - schema electrică; b - caracteristica diodei zener în zona de lucru

Funcţionarea stabilizatorului - a cărui schemă este prezentată în fig.2.18.a - se bazează pe proprietatea diodei zener - ilustrată în fig.2.18.b - de a prezenta variaţii mici ale tensiunii la borne la variaţii mari ale curentului, atunci când aceasta lucrează în zona zener. Rezultă că rezistenţa dinamică

$r_{zd} = (\Delta U_z)/(\Delta I_z)$ - în porţiunea liniară a caracteristicii - este de valori foarte mici în comparaţie cu rezistenţa de sarcină R_s.

Cum $I = I_z + I_s$ rezultă că pentru $I_s = 0$ ($R_s = \infty$) curentul $I_z = I_{zmax}$, iar tensiunea $U_z = U_{zmax}$. La conectarea sarcinii $I_s \neq 0$ ($R_s \neq \infty$) şi curentul I se distribuie prin R_s şi DZ, astfel că punctul de funcţionare al diodei DZ se va plimba pe caracteristică către I_{zmin}. Pentru a nu intra în zona neliniară de funcţionare a diodei DZ se impune o limitare maximă a curentului I_s, ceea ce duce la obţinerea valorii pentru I_{zmin}. Pentru a limita valoarea curentului prin DZ la regimul de mers în gol se prevede rezistenţa R. Acest tip de stabilizator este foarte utilizat în aplicaţiile simple, la care consumatorii absorb un curent aproximativ constant, de valori relativ reduse.

Atunci când se doreşte obţinerea unor puteri mai mari şi stabilizarea tensiunii la variaţii mari ale curentului prin sarcină, se folosesc elemente de control serie sau paralel cu tranzistoare.

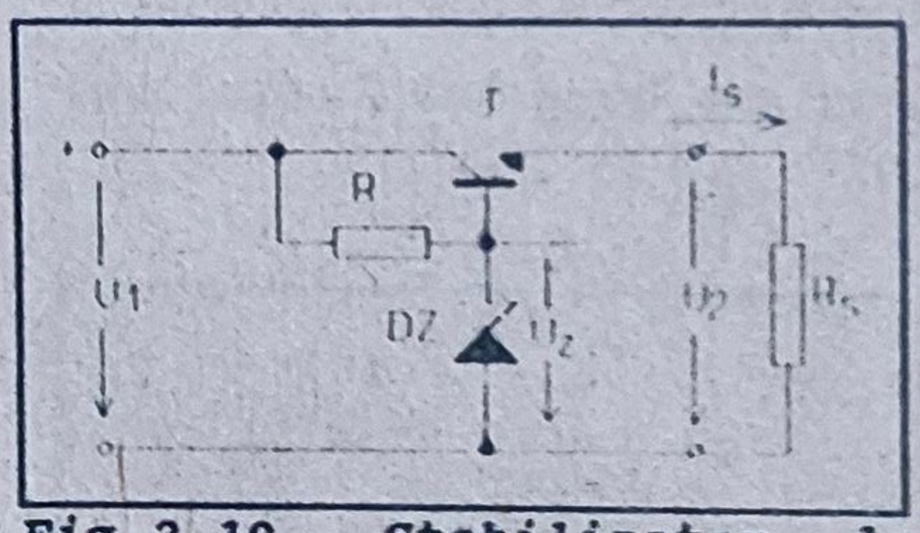

Fig.2.19. Stabilizator de tensiune cu element de control serie

In fig.2.19 este prezentat un tip de stabilizator având ca referinţă o tensiune dată de o diodă zener DZ, iar ca element de control un tranzistor NPN.

Deoarece curentul de bază I_b la un tranzistor este de valori foarte mici (zeci sau sute de μA), rezultă că, la variaţii ale tensiunii U_1 (nestabilizate) şi ale curentului I_s, tensiunea pe dioda DZ este practic aceeaşi, întrucât prin R se asigură funcţionarea în jurul punctului (I_{zmax}, U_{zmax}).

Dar

$$I_E = I_s = I_C + I_B \approx I_C \quad si \quad U_2 = U_z + U_{BE} \qquad (2.16)$$

unde I_E - curentul de emitor, I_C - curentul de colector, I_B - curentul de bază, U_{BE} - tensiunea bază-emitor şi $U_1 = U_{CE} + U_2$.

Cum U_{BE} se modifică foarte puţin la variaţii mari ale curentului de bază - în jurul valorii de 0,6 V la tranzistoarele

cu Si - rezultă că

$$U_2 = U_z + 0,6\ V = ct. \qquad (2.17)$$

pentru o plajă mare de variaţie a curentului I_s.

Restul de tensiune $U_1 - U_2$ va cădea pe tranzistorul T, care va disipa o putere maximă

$$P_{T_{max}} = (U_{CE} \cdot I_C)_{max} = (U_1 - U_2)\, I_{C_{max}} = (U_1 - U_2)\, I_{s_{max}} \qquad (2.18)$$

în funcţie de care se alege tranzistorul de control T.

Atunci când se doreşte o stabilizare şi mai bună se utilizează scheme mai complexe cu element de referinţă termostatat faţă de care se compară ieşirea, şi, în funcţie de tensiunea de eroare, se comandă elementul de control serie (de cele mai multe ori este preferat elementul de control serie, faţă de cel paralel, întrucât permite obţinerea unor puteri de ieşire mai mari).

2.5. Circuite cu tiristoare; redresoare comandate

Redresorul comandat (cu tensiune de ieşire reglabilă) este un circuit electronic realizat cu elemente cu electrod (grilă) de comandă, care permite obţinerea unei tensiunii medii redresate reglabile în limite foarte largi (practic în domeniul 0 + $U_{med.redr.max}$ în mod continuu). Obţinerea unei anumite valori se face în funcţie de modalitatea de aplicare a comenzii.

Se deosebesc redresoare comandate monofazate şi trifazate, care pot fi monoalternanţă sau dublă alternanţă.

In fig.2.20 este prezentată schema de principiu a redresorului comandat monofazat, dublă alternanţă, lucrând pe sarcină pur rezistivă.

Funcţionare: Tiristoarele T_1 şi T_2 sunt alimentate din secundarul transformatorului Tr.a cu tensiuni în antifază. Iniţial ambele tiristoare sunt blocate; deblocarea unui tiristor (punerea lui în conducţie sau "amorsarea") se face printr-un impuls scurt dreptunghiular aplicat pe grilă faţă de referinţa - catodul. Prin amorsare, căderea de tensiune pe tiristor devine foarte mică (practic neglijabilă), astfel că întreaga tensiune se transmite sarcinii (rezistenţei R_s).

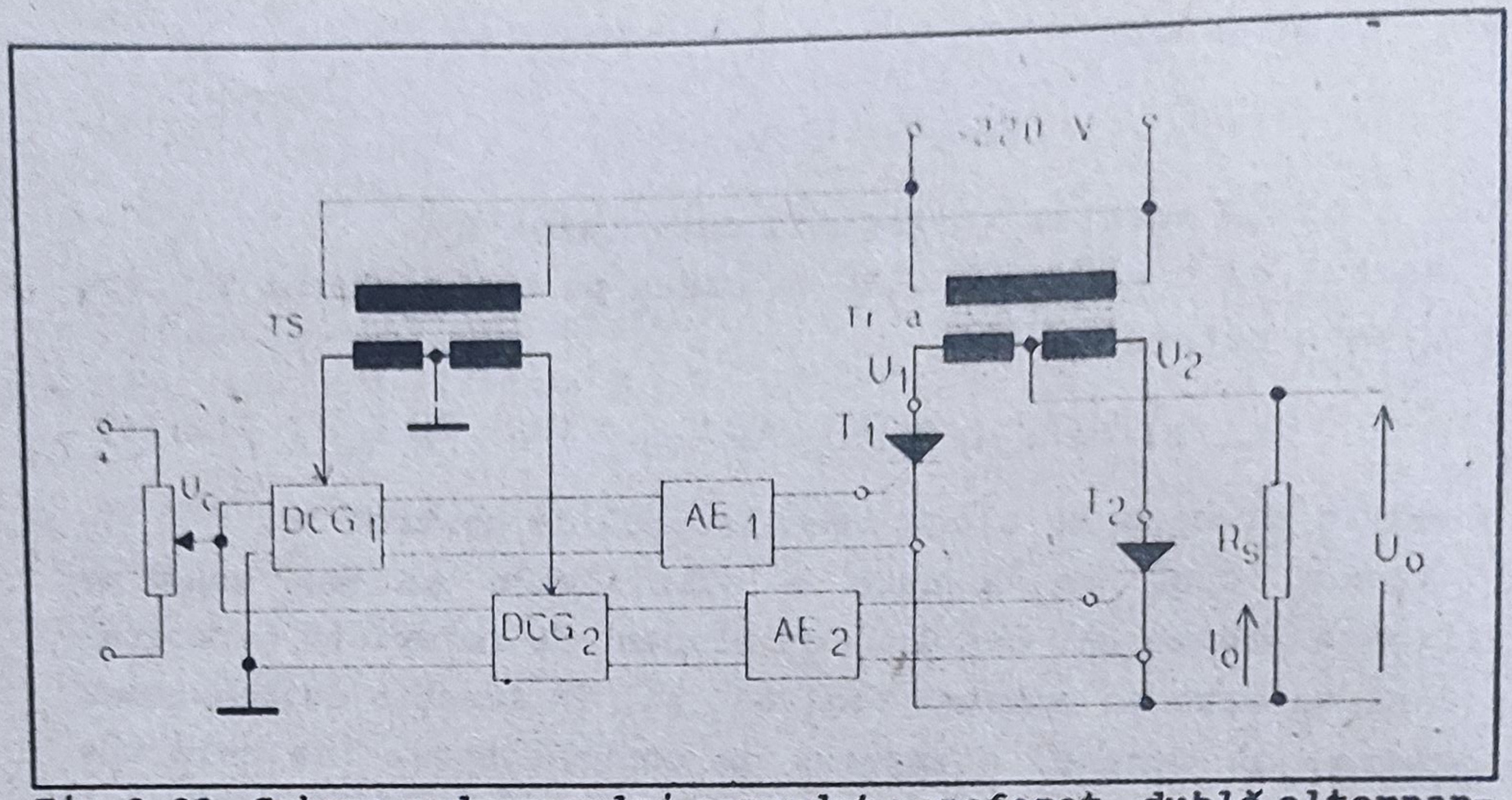

Fig.2.20. Schema redresorului comandat monofazat, dublă alternanţă, lucrând pe sarcină rezistivă

Ţinerea tiristorului în conducţie (după amorsare) durează atâta timp cât $u_{AC} > u_{menţinere}$, adică până la apariţia semialternanţei negative.

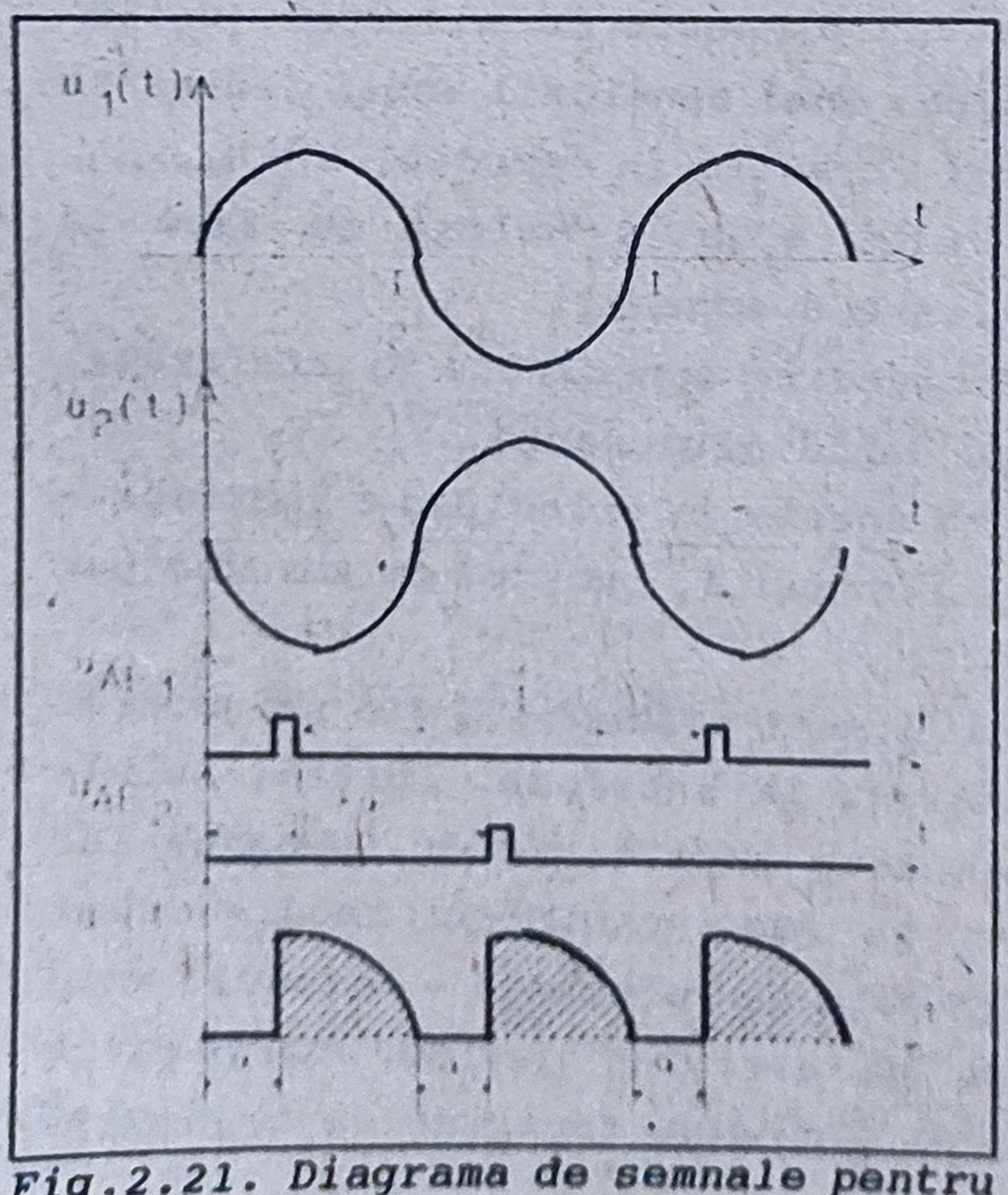

Fig.2.21. Diagrama de semnale pentru montajul din fig.2.20 la un unghi de aprindere dat α

Pentru a înţelege mai bine funcţionarea să urmărim diagramele de semnale, din punctele caracteristice, reprezentate în fig.2.21.

Astfel, tiristorul T_1 este blocat (pe semialternanţa pozitivă a tensiunii u_1) până când primeşte pe grilă comanda u_{A1}, care îl trece în starea de conducţie. In această stare T_1 va sta tot restul semialternanţei pozitive până când $u_1 \leq 0$.

După jumătate de perioadă, tiristorul T_2 va fi

alimentat cu semialternanţa pozitivă, astfel că, la comanda u_{AZZ}, dată după un timp $T/2 + \alpha$ faţă de momentul iniţial, T_2 intră în conducţie şi prin sarcină va trece restul semialternanţei pozitive a tensiunii $u_2(t)$.

In acest fel se obţine o valoare pulsatorie $u_0(t)$ a tensiunii pe rezistenţa de sarcină R_s, care va avea valoarea medie dependentă de unghiul de aprindere α.

Aşadar, pentru obţinerea unui redresor comandat cu tiristoare, este necesară:

- comanda tiristoarelor să se facă prin impulsuri periodice, de aceeaşi perioadă cu semnalul dintre anod (A) şi catod (C);

- modificarea valorii unghiului de aprindere sau "de amorsare" α pentru realizarea unei valori medii redresate variabile în limite largi.

Intr-adevăr, valoarea medie redresată este dată de

$$U_c = \frac{1}{T}\int_0^T u_0(t)\,dt = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} u_0(t)\,dt = \frac{2}{T}\int_\alpha^{\frac{T}{2}} E\sin\omega t\,dt = \tag{2.19}$$

$$= \frac{E}{\pi}(\cos\omega\alpha + 1)$$

Se observă că U_c este maximă pentru $\alpha = 0$ ($U_c = 2E/\pi$ - aceeaşi valoare ca pentru redresoarele necomandate cu diode) şi minimă pentru $\alpha = \pi/\omega$ ($U_c = 0$). In funcţie de valoarea unghiului α se obţine caracteristica redresorului dublă alternanţă cu tiristoare - lucrând pe sarcină pur rezistivă - ca în fig.2.22.

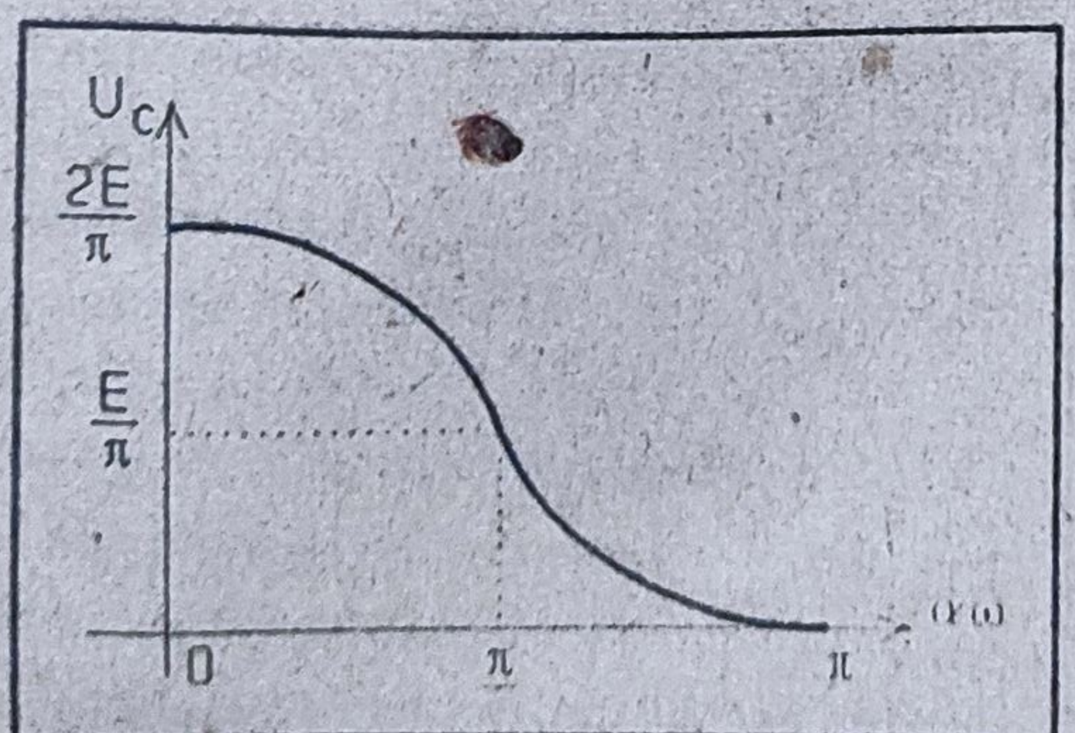

Fig.2.22. Caracteristica redresorului comandat cu tiristoare lucrând pe sarcină rezistivă

Asigurarea funcţionării redresorului comandat cu tiristoare - conform principiului expus - are la bază utilizarea circuitului (dispozitivului) de comandă pe grilă DCG. In principiu, acest

circuit se cômpune din următoarele blocuri funcţionale (fig.2.23):

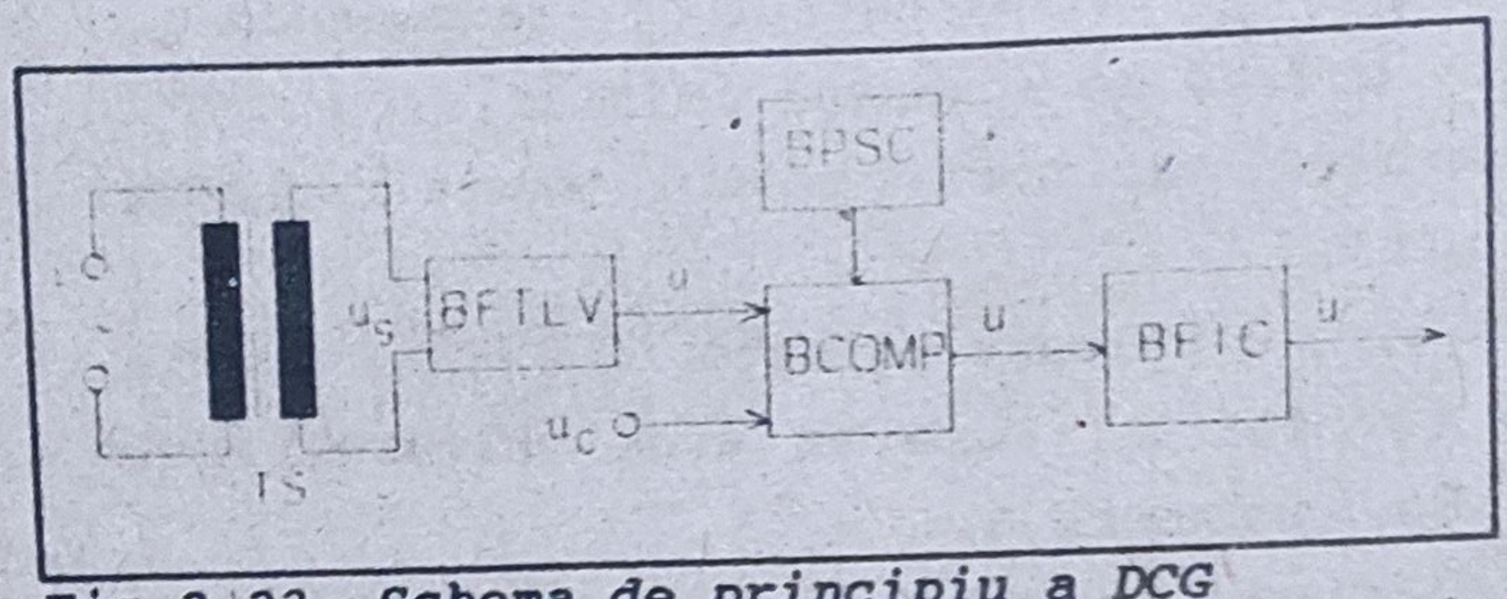

Fig.2.23. Schema de principiu a DCG

- blocul de formare a tensiunii în dinţi de fierăstrău BFTLV (tensiune liniar variabilă), prin care se asigură baleierea, pe o semiperioadă, a întregului domeniu de variaţie pentru tensiunea de comandă u_c;

- blocul de comparare BCOMP, la ieşirea căruia rezultă un impuls când referinţa şi tensiunea liniar variabilă sunt egale;

- blocul de formare a impulsului de comandă BFIC, la ieşirea căruia rezultă semnalul dreptunghiular, de durată prestabilită, necesar comenzii grilei tiristorului;

- blocul de protecţie la supracurent BPSC, care blochează funcţionarea DCG atunci când se depăşeşte valoarea I_{max} permisă prin tiristor.

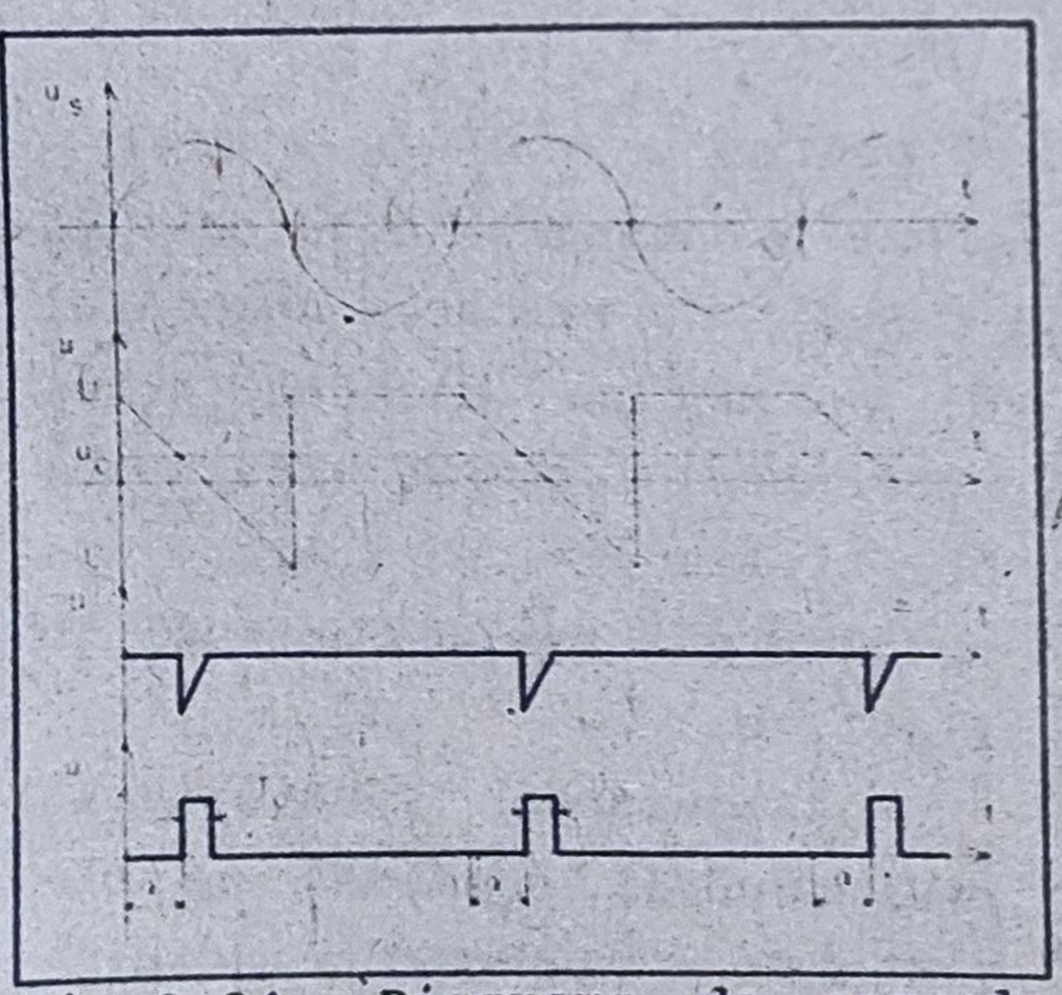

Fig.2.24. Diagrama de semnale pentru schema din fig.2.23.

Pentru exemplificarea funcţionării se prezintă în fig.2.24 diagrama de semnale corespunzătoare schemei din fig.2.23.

Astfel, blocul BFTLV generează semnalul u' care are aceeaşi perioadă ca tensiunea de sincronizare u_s, pe semialternanţa pozitivă modificându-se liniar între limitele [+U, -U], corespunzătoare valorii maxime, respectiv minime a tensiunii de comandă u_c, iar pe semialternanţa negativă menţinându-se la valoarea +U.

Când u' = u_c se generează impulsul u'', care apoi este

format în semnal dreptunghiular u'''. Pentru tiristoarele de putere se prevede amplificarea semnalului u''' prin amplificatorul de ieşire AE.

Aşadar, pentru fiecare tiristor, se prevede un dispozitiv de comandă pe grilă cu structura prezentată mai sus.

2.6. Amplificatoare electronice

2.6.1. Generalităţi; clasificare

In general un *amplificator* este un *cuadripol activ* care "amplifică" (măreşte, creşte) în putere semnalul aplicat la intrare, pe seama energiei consumate de la sursele de alimentare (fig.2.25).

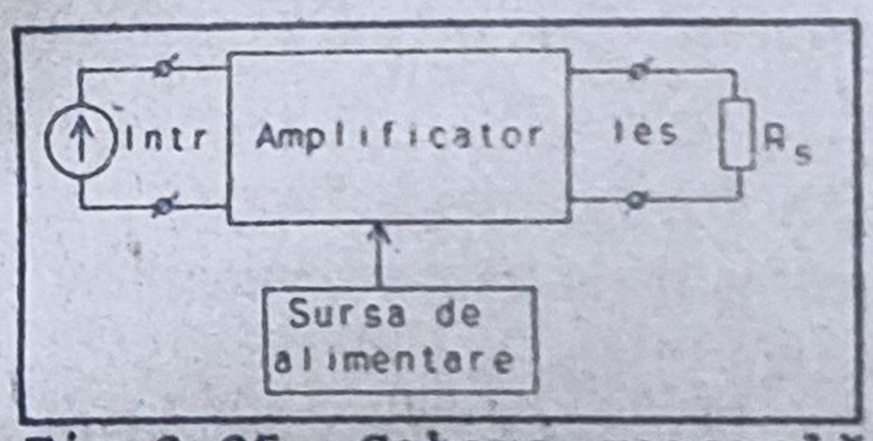

Fig.2.25. Schema generală a unui amplificator electronic

Dacă circuitele de amplificare se fac cu tranzistoare sau alte elemente de circuit electronice, amplificatoarele se numesc electronice.

Cel mai important parametru care se defineşte la un amplificator este *factorul de amplificare* definit în una din formele:

- factorul de amplificare în tensiune $A_u = u_e/u_i$
- factorul de amplificare în curent $A_i = i_e/i_i$
- factorul de amplificare în putere $A_p = P_e/P_i = A_u \cdot A_i$

unde u_i, i_i, u_e, i_e sunt tensiunile şi curenţii de intrare, respectiv de ieşire.

O altă caracteristică care trebuie îndeplinită de către un amplificator este să nu modifice forma de undă a semnalului aplicat la intrare, în caz contrar se spune că *amplificatorul introduce distorsiuni*. Distorsiunile se pot datora:

- elementelor de circuit a căror impedanţă variază cu frecvenţa semnălului de intrare, care se numesc *distorsiuni liniare*;
- neliniarităţilor caracteristicilor statice ale elementelor electronice din circuit, care se numesc *distorsiuni neliniare*.

Un alt fenomen care apare la un amplificator este prezenţa unui semnal perturbator la ieşirea acestuia, în absenţa semnalu-

lui de intrare, care poartă denumirea de *zgomot* şi poate avea cauze multiple; calitatea unui amplificator, din punct de vedere al zgomotului, se caracterizează prin *raportul semnal - zgomot*, care trebuie să aibă o valoare cât mai mare.

Clasificarea amplificatoarelor:

a) după mărimea semnalului aplicat la intrare:

- *amplificatoare de semnal mic* (amplificatoare de tensiune), la care semnalul de intrare este suficient de mic pentru ca punctul de funcţionare să rămână în regiunea liniară a caracteristicilor;
- *amplificatoare de semnal mare* (de putere), prin intermediul cărora se urmăreşte să se transfere sarcinii un semnal de putere cât mai mare, deci semnalul de intrare are o amplitudine mare;

b) după frecvenţa semnalelor pe care le pot amplifica:

- *amplificatoare de curent continuu* - pentru semnale continue sau foarte lent variabile în timp;
- *amplificatoare de curent alternativ*, care, în funcţie de banda de frecvenţe în care lucrează, se împart în:
  - amplificatoare de joasă frecvenţă: zeci de Hz + 20 kHz;
  - amplificatoare de bandă largă: zeci de Hz + 10 MHz;
  - amplificatoare de înaltă frecvenţă: zeci de kHz + zeci (sute) de MHz;

c) după poziţia punctului static de funcţionare se disting:

- *amplificatoare funcţionând în clasa A*, la care punctul static de funcţionare este ales în porţiunea liniară a caracteristicilor, astfel că în timpul funcţionării există în permanenţă curent de colector;
- *amplificatoare funcţionând în clasa B*, la care punctul de funcţionare este ales în zona în care curentul de colector este zero (sau foarte mic) în absenţa semnalului de intrare, curentul de colector apărând odată cu apariţia curentului de intrare;
- *amplificatoare funcţionând în clasa C*, la care punctul de funcţionare este ales mai departe de zona de tăiere a curentului de colector, acesta devenind diferit de zero pentru

valori mari ale semnalului de intrare.

Amplificatoarele în clasa A sunt, de regulă, amplificatoare de tensiune, iar cele în clasa B şi C de putere.

2.6.2. Amplificatoare de semnal mic (amplificatoare de tensiune)

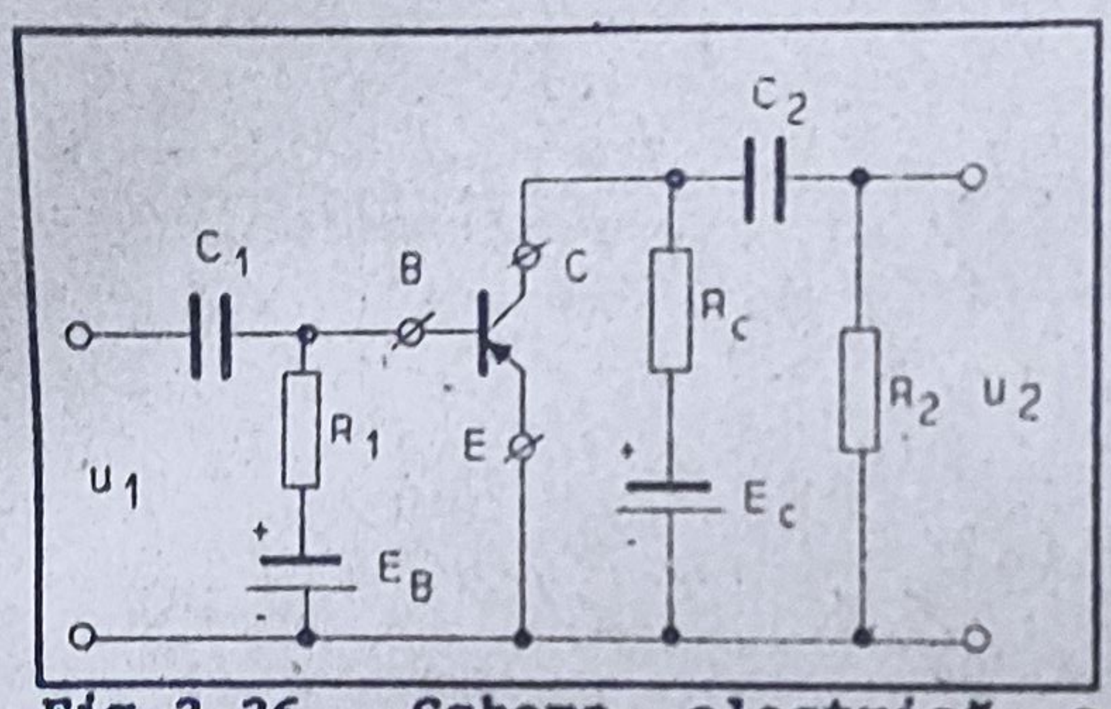

Fig.2.26. Schema electrică a unui etaj amplificator de tensiune realizat cu tranzistor PNP în montaj emitor-comun

In fig.2.26 este prezentată schema unui amplificator de tensiune realizat cu un tranzistor PNP în montaj emitor comun.

Rezistenţele R_1 şi R_c sunt folosite pentru stabilirea punctului static de funcţionare al tranzistorului în zona liniară a caracteristicilor, prin alimentarea de la sursele E_B şi E_c, iar condensatoarele C_1 şi C_2 sunt utilizate pentru cuplarea intrării u_1, respectiv ieşirii u_2 pe rezistenţa de sarcină R_2.

In proiectarea amplificatorului se parcurg următoarele etape:

- se fixează punctul static de funcţionare pe familiile de caracteristici statice utilizate (de obicei acest punct este recomandat de fabricant în catalogul de produse);
- se determină grafic (sau se iau din catalog) parametrii hibrizi corespunzători acestui punct;
- se determină rezistenţele R_1 şi R_c pentru asigurarea funcţionării tranzistorului în punctul static ales;
- se determină factorul de amplificare şi banda de frecvenţe.

Pentru determinarea punctului static de funcţionare se utilizează două familii de caracteristici; de obicei se folosesc caracteristica de ieşire $i_c = f(u_{cE})|_{i_B=ct}$ (fig.2.27) şi cea de intrare $i_B = g(u_{BE})|_{u_{CE}=ct}$ (fig.2.28).

Peste aceste caracteristici se suprapun dreptele de sarcină rezultate din aplicarea ecuaţiilor Kirchhoff 2 pe circuitul de

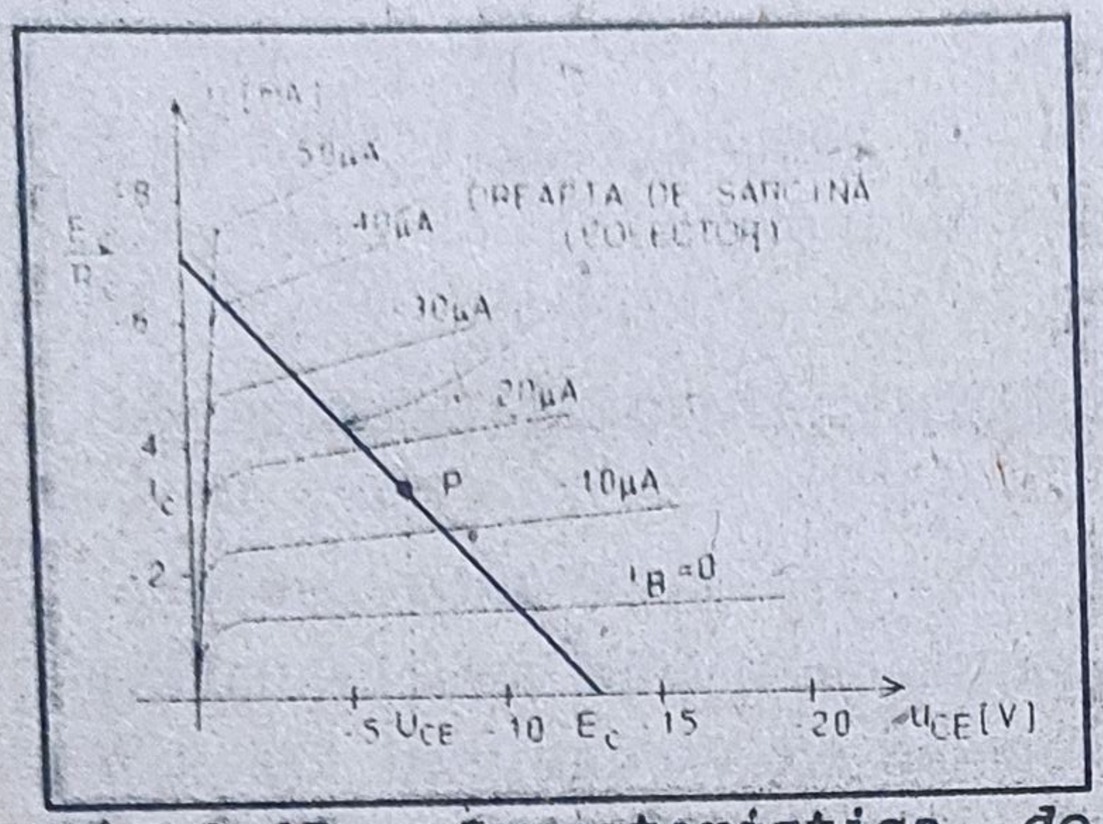

Fig.2.27. Caracteristica de ieşire $i_c = f(u_{CE})|_{I_B = ct}$

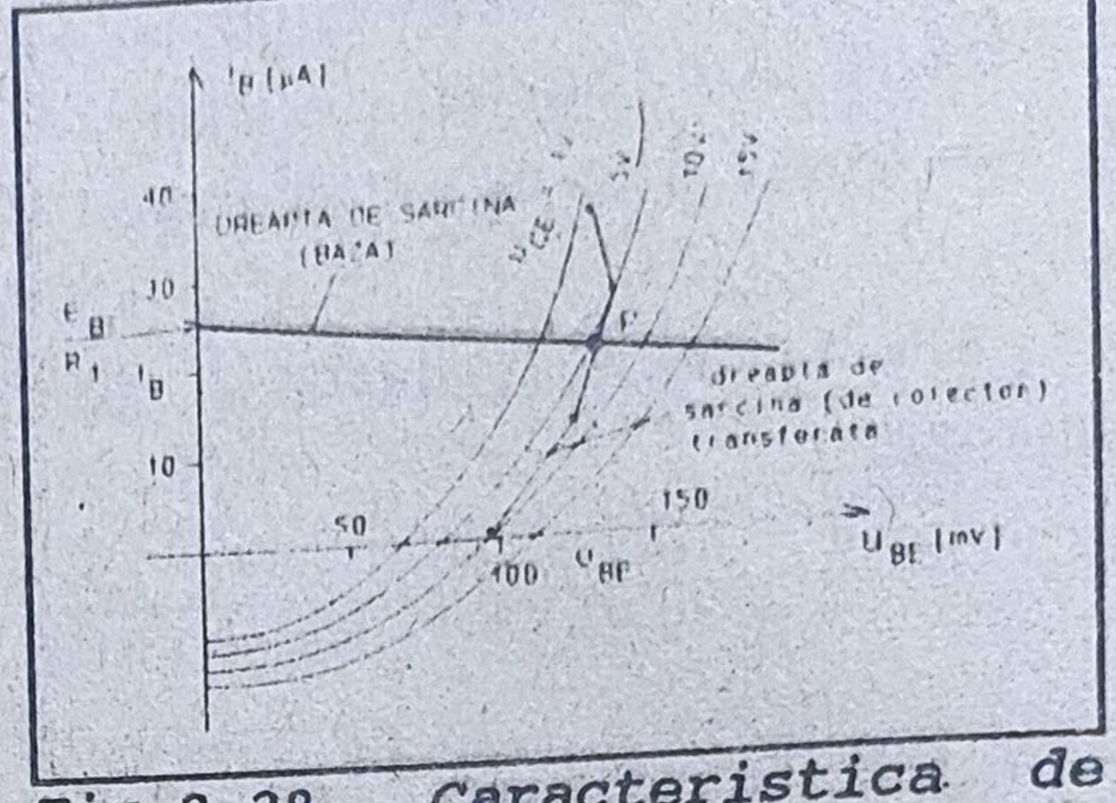

Fig.2.28. Caracteristica de intrare $i_B = g(u_{BE})|_{U_{CE} = ct}$

colector, respectiv de bază:

$$E_C = R_C \cdot i_C + u_{CE} \qquad (2.20)$$
$$E_B = R_1 \cdot i_B + u_{BE}$$

Cum punctul de funcţionare trebuie să se afle pe ambele drepte de sarcină, pentru determinarea lui pe a doúa familie de caracteristici, se transferă prima dreaptă de sarcină (de colector) - prin puncte - pe a doua familie de curbe. La intersecţia cu dreapta de sarcină de bază rezultă punctul P. Se obţin astfel valorile I_c, U_{CE}, I_B, U_{BE} din punctul static de funcţionare.

In situaţiile practice, având în vedere că caracteristicile de intrare diferă foarte puţin, se poate lua din familia de curbe una singură (de exemplu U_{CE} = - 1 V) şi se procedează astfel:

- se transpune pe caraçteristica $i_B = g(u_{BE})|_{U_{CE}=ct}$ dreapta de sarcină de bază;
- se determină punctul static de funcţionare la intersecţia dreptei de sarcină de bază cu caracteristica U_{CE} = - 1V;
- se notează valorile I_B şi U_{BE};
- se duce curba de I_B determinat în familia caracteristicilor de ieşire;
- se trasează dreapta de sarcină de colector;
- la intersecţia cu curba de I_B = ct se găseşte punctul P caracterizat prin I_c şi U_{CE}.

De remarcat faptul că sursa E_B de polarizare a bazei poate

fi înlocuită cu E_c, adică se poate utiliza o singură sursă, punctul static de funcţionare determinându-se similar.

In continuare analiza etajului de amplificare continuă cu determinarea parametrilor hibrizi "h" corespunzători punctului static de funcţionare ales.

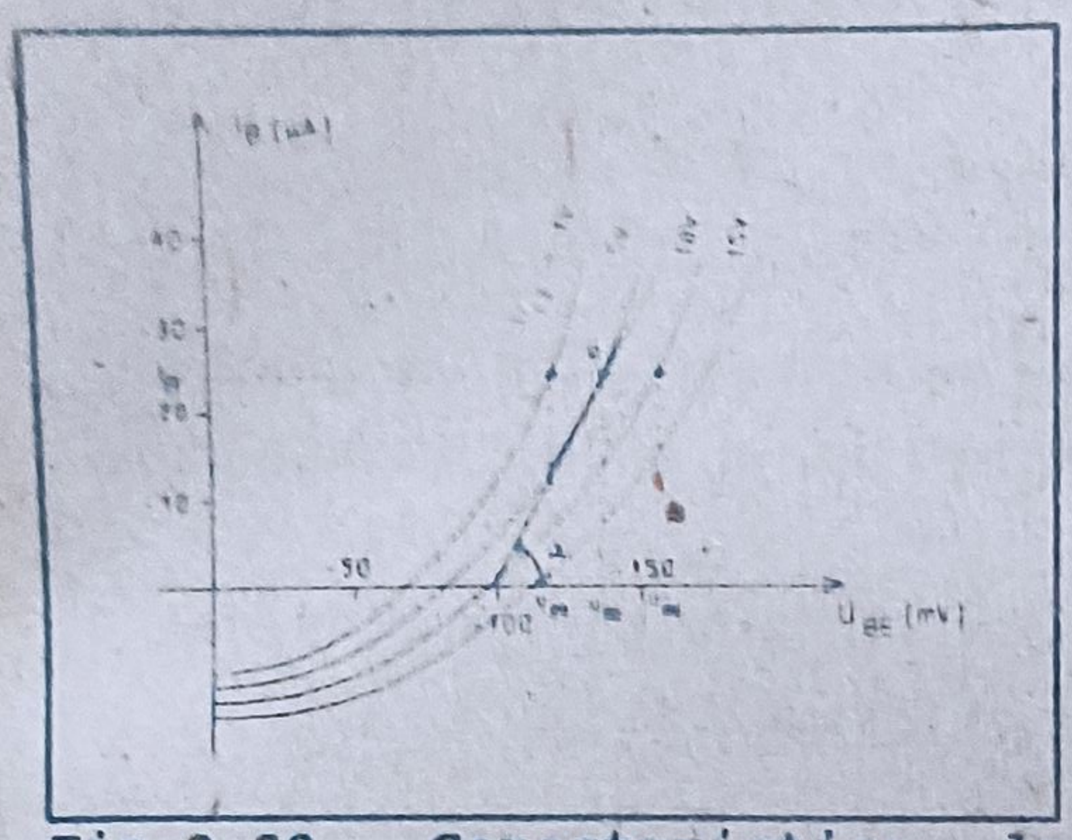

Fig.2.29. Caracteristica de intrare pentru determinarea parametrilor hibrizi h_{11e}, h_{12e}

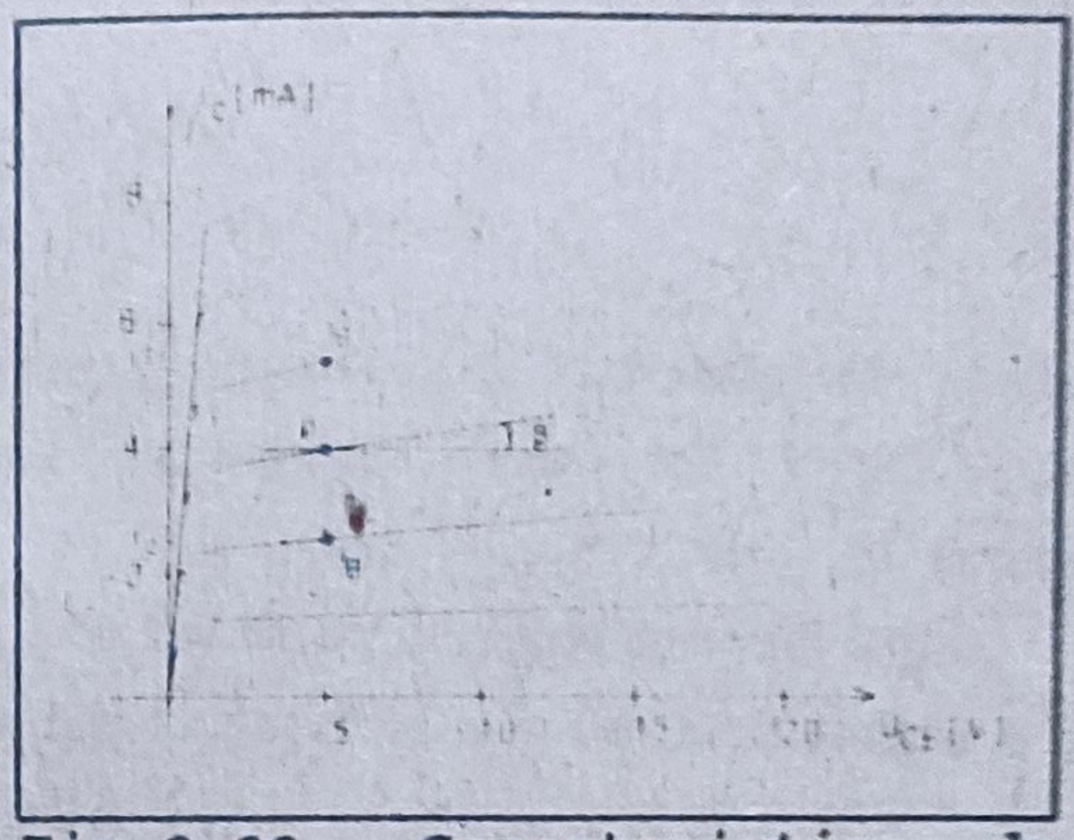

Fig.2.30. Caracteristica de ieşire pentru determinarea parametrilor hibrizi h_{21e}, h_{22e}

Ţinând seama de ecuaţiile de cuadripol (1.21) ale tranzistorului în montaj emitor-comun

$$\begin{aligned} u_{be} &= h_{11e}\cdot i_b + h_{12e}\cdot u_{ce} \\ i_c &= h_{21e}\cdot i_b + h_{22e}\cdot u_{ce} \end{aligned} \qquad (2.21)$$

rezultă (fig.2.29)

$$h_{11e} = \frac{u_{be}}{i_b}\Big|_{u_{ce}=0\ (U_{CE}=ct)}$$

deci în punctul static de funcţionare P de pe caracteristica de intrare se duce tangenta la curba $U_{CE} = ct$, rezultând unghiul α, adică $h_{11e} = 1/tg\alpha$;

$$h_{12e} = \frac{u_{be}}{u_{ce}}\Big|_{i_b=0\ (I_B=ct)}$$

în consecinţă se procedează la prelungirea orizontalei de $I_B = ct$ (fig.2.29) până la intersecţia cu două curbe de $U_{CE} = ct$, pentru punctele respective luându-se tensiunile U'_{BE} şi U''_{BE}, deci $h_{12e} = (U''_{BE} - U'_{BE})/(U''_{CE} - U'_{CE})$;

$$h_{21e} = \frac{i_c}{i_b}\Big|_{u_{ce}=0\ (U_{CE}=ct)}$$

deci se procedează la ridicarea unei verticale pe caracteristica de ieşire (fig.2.30), obţinânduse punctele i'_B, i''_B, cărora le corespund curenţii I'_C, I''_C; rezultă $h_{21e} = (I''_C - I'_C)/(I''_B - I'_B)$

$$h_{22e} = \frac{i_c}{u_{ce}}\Big|_{i_b=0\ (I_B=ct)}$$

aşadar, în punctul P de funcţionare pe caracteristica de ieşire (fig.2.30), se duce tangenta la curba de I_B = ct rezultând unghiul ß, deci $h_{22e} = tg\beta$.

După determinarea parametrilor hibrizi "h" etajul amplificator se analizează pe schema echivalentă (fig.2.31).

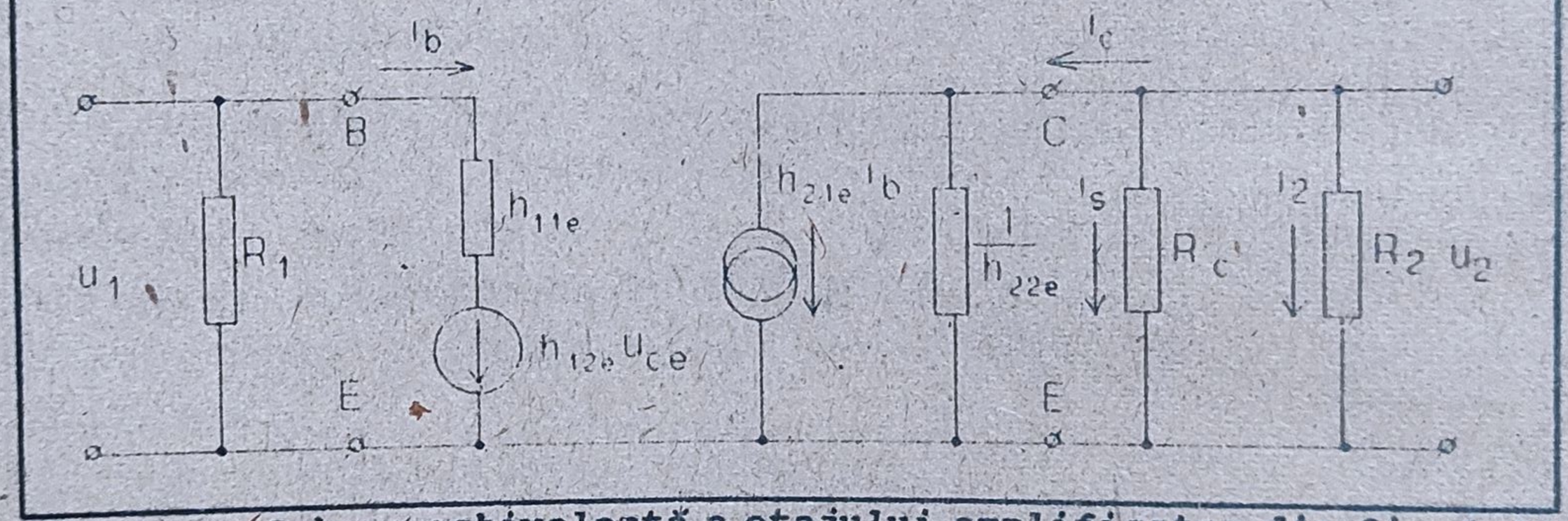

Fig.2.31. Schema echivalentă a etajului amplificator din fig.2.26

Având în vedere că $u_{be} = u_1$ şi $u_{ce} = u_2$ rezultă că ecuaţiile de cuadripol devin

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11e}\cdot i_b + h_{12e}\cdot u_2 \\ i_c &= h_{12e}\cdot i_b + h_{22e}\cdot u_2 \end{aligned} \qquad (2.22)$$

Se observă că

$$i_c = -(i_s + i_2) = -\left(\frac{u_2}{R_c} + \frac{u_2}{R_2}\right) \qquad (2.23)$$

astfel că, înlocuit i_c în a doua ecuaţie de cuadripol, se obţine

$$\frac{u_2}{R_c} + \frac{u_2}{R_2} + h_{12e}\cdot i_b + h_{22e}\cdot u_2 = 0 \qquad (2.24)$$

Factorul de amplificare în tensiune $A_u = u_2/u_1$ se obţine prin eliminarea lui i_b între prima ecuaţie de cuadripol şi ultima relaţie, adică

$$i_b = -\frac{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_2} + h_{22e}}{h_{21e}}\cdot u_2 \qquad (2.25)$$

de unde

$$u_1 = \left[-\frac{h_{11e}}{h_{21e}}\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_2} + h_{22e}\right) + h_{12e}\right]\cdot u_2 \qquad (2.26)$$

astfel că

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{1}{\frac{h_{11e}}{h_{21e}}\left(\frac{R_2+R_c}{R_2\cdot R_c} + h_{22e}\right) - h_{12e}} = \qquad (2.27)$$

$$= -\frac{h_{21e}}{h_{11e}\left(\frac{R_2+R_c}{R_2\cdot R_c} + h_{22e}\right) - h_{12e}\cdot h_{21e}}$$

Semnul "-" din faţa expresiei factorului de amplificare indică faptul că un astfel de etaj defazează cu 180° tensiunea de ieşire în raport cu tensiunea de intrare.

Observaţie. Rolul condensatoarelor C_1 şi C_2 este numai de cuplare a etajului, deci la frecvenţe medii, impedanţele lor sunt neglijabile.

Factorul de amplificare în curent $A_i = i_e/i_b$ se obţine prin eliminarea lui u_2 între i_e şi prima ecuaţie de cuadripol; rezultă

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\dfrac{R_c \cdot R_2}{R_c + R_2}}{\dfrac{\dfrac{R_c + R_2}{R_c \cdot R_2} + h_{22e}}{h_{21e}}} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e}\dfrac{R_c \cdot R_2}{R_c + R_2}} \qquad (2.28)$$

Factorul de amplificare în putere va fi

$$A_p = |A_u| \cdot |A_i| = \frac{h_{21e}^2}{\left(1 + h_{22e}\dfrac{R_c \cdot R_2}{R_c + R_2}\right)\left[h_{11e}\left(\dfrac{R_c + R_2}{R_c \cdot R_2} + h_{22e}\right) - h_{12e} \cdot h_{21e}\right]} \qquad (2.29)$$

In unele aplicaţii curentul de ieşire se consideră curentul i_2 şi nu i_c, astfel că factorul de amplificare în curent va fi $A'_i = i_2/i_b$, unde i_2 se determină din relaţia $u_2 = - i_2 \cdot R_2$.

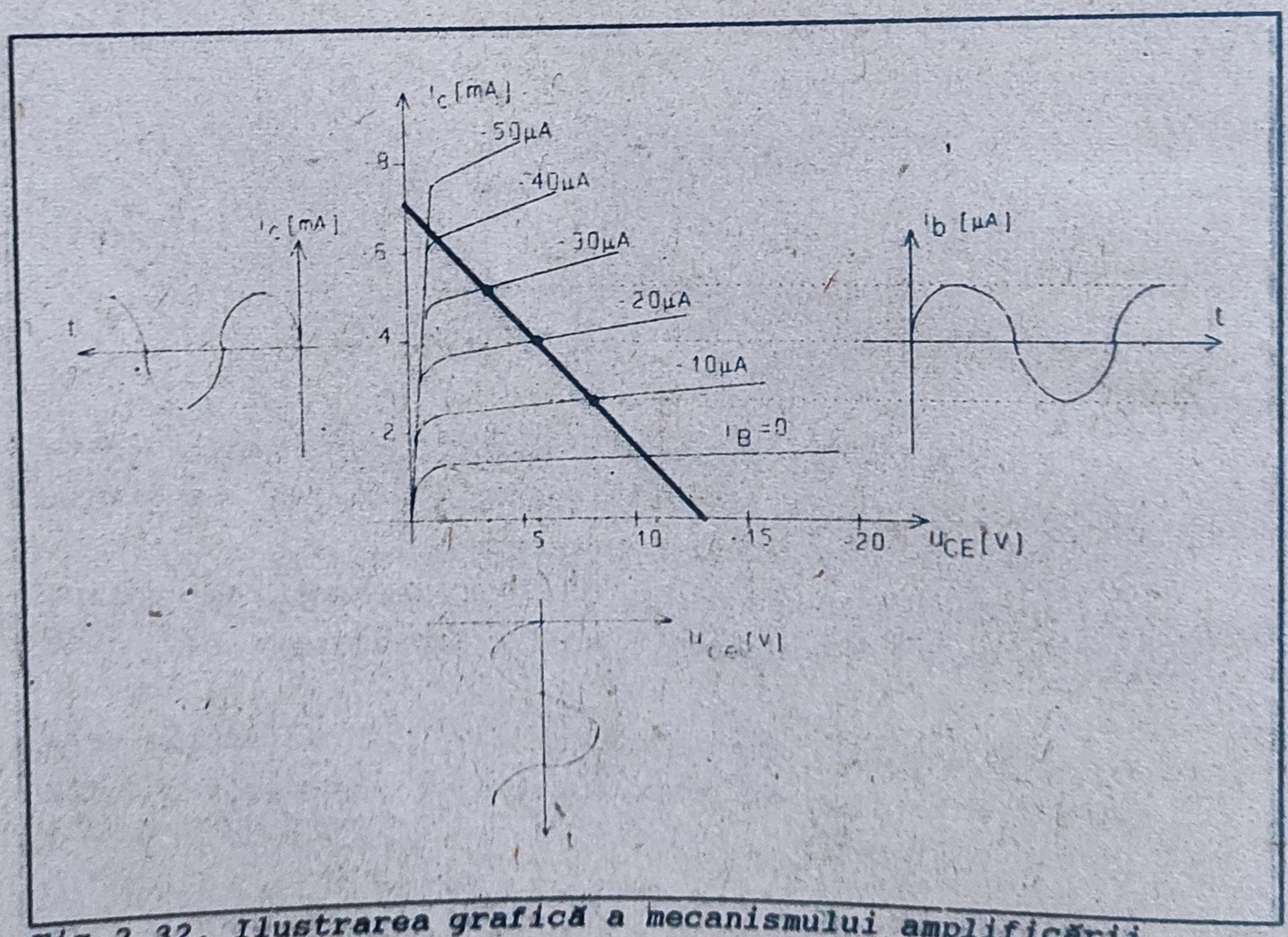

Fig.2.32. Ilustrarea grafică a mecanismului amplificării

Pentru o înţelegere sugestivă a mecanismului amplificării se poate urmări reprezentarea din fig.2.32. Se observă că, la creşterea curentului i_b tensiunea u_{ce} scade, iar i_c creşte, de aici

semnul "-" la A_u şi "+" la A_i.

De remarcat că amplitudinea semnalului de comandă i_b trebuie astfel aleasă .aşa încât funcţionarea să se petreacă în zona liniară. Se vede că, folosind un curent de comandă de ordinul μA (i_b), se obţine o variaţie de ordinul mA (i_c), iar pe caracteristica de intrare, cu o variaţie de ordinul mV (u_{be}) se obţine o variaţie de ordinul V (u_{ce}).

Expresiile factorilor de amplificare stabilite mai sus sunt valabile numai dacă se pot neglija impedanţele condensatoarelor de cuplaj C_1 şi C_2; la frecvenţe joase $1/(\omega C_1)$, $1/(\omega C_2)$ devin importante şi amplificarea scade; la frecvenţe înalte apar importante capacităţile parazite ale montajului C_p (între terminalele tranzistorului, între firele de legătură etc) astfel că $1/(\omega C_p)$ scade şi, în consecinţă, are loc un fenomen de şuntare a semnalului aplicat pe baza tranzistorului, care conduce la scăderea amplificării.

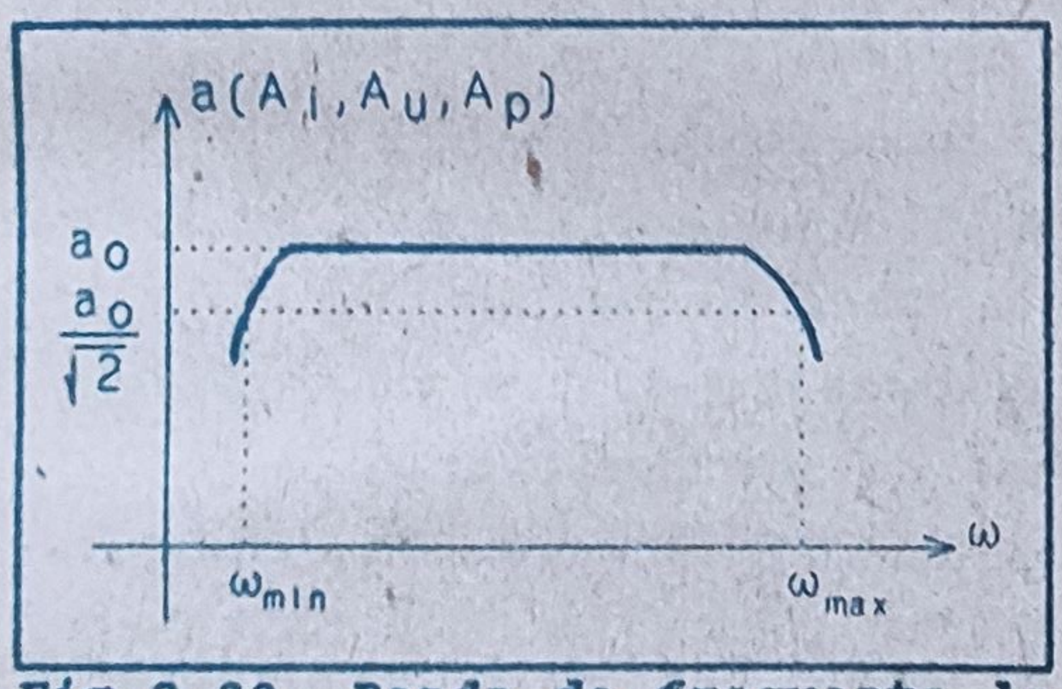

Fig.2.33. Banda de frecvenţe la un amplificator

Domeniul (banda) de frecvenţe în care funcţionează un amplificator este considerat intervalul $[\omega_{min} \div \omega_{max}]$ în care amplificarea nu scade sub valoarea $a_0/\sqrt{2}$, unde a_0 este valoarea amplificării calculată cu una din formulele pentru A_i, A_u, A_p. Pentru ilustrare, în fig.2.33, se prezintă dependenţa amplificării de pulsaţie (frecvenţă).

Sunt o serie de fenomene, dintre care cel mai important este dependenţa caracteristicilor de temperatură, care fac ca în schemele de amplificatoare cu tranzistoare să se introducă elemente suplimentare, care reduc amplificarea dar cresc stabilitatea.

2.6.3. Amplificatoare cu reacţie

Aşa cum s-a arătat anterior, la realizarea unui amplificator cu tranzistoare trebuie luate măsuri suplimentare, care să

compenseze o serie de neajunsuri ale elementelor compõnente (toleranţele pieselor R, L, C, variaţia parametrilor "h" de la un tranzistor la altul - chiar de acelaşi tip - variaţia cu temperatura a caracteristicilor tranzistoarelor etc).

Una din metodele cele mai eficiente de combatere a acestor neajunsuri este folosirea "reacţiei" în circuitul electronic, în special a reacţiei negative.

Prin reacţie se înţelege aplicarea, la intrarea amplificatorului, pe lângă semnalul propriu-zis de intrare, a unei părţi din semnalul de ieşire.

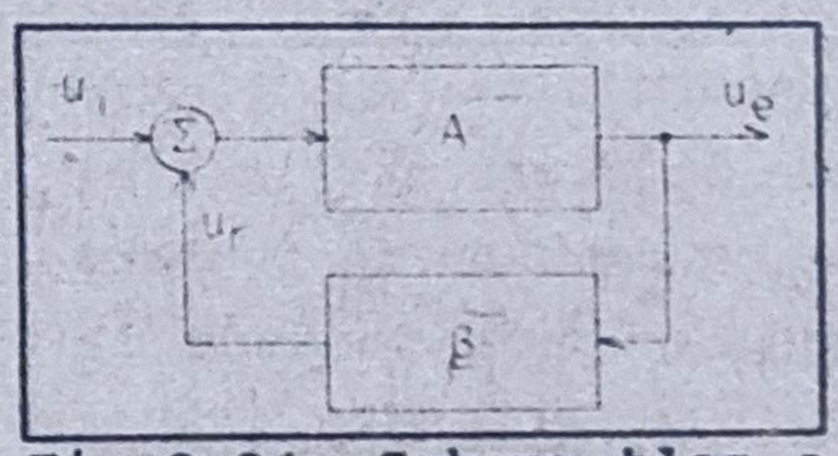

Fig.2.34. Schema bloc a amplificatorului cu reacţie

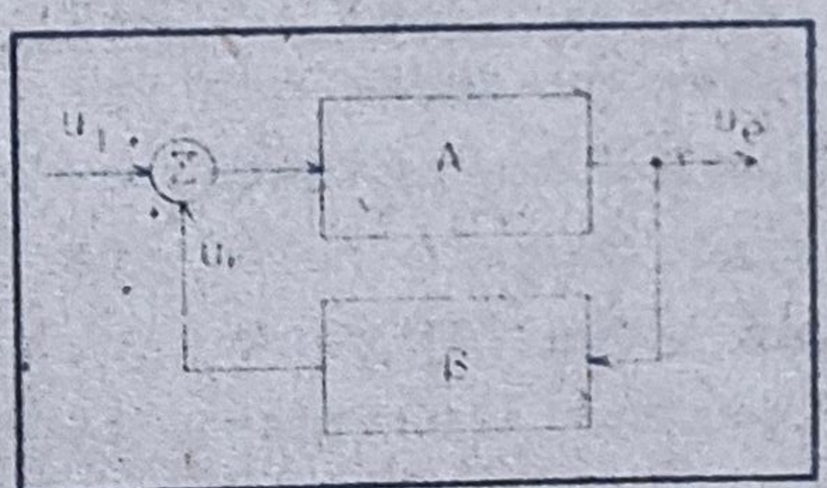

Fig.2.35. Amplificator cu reacţie pozitivă

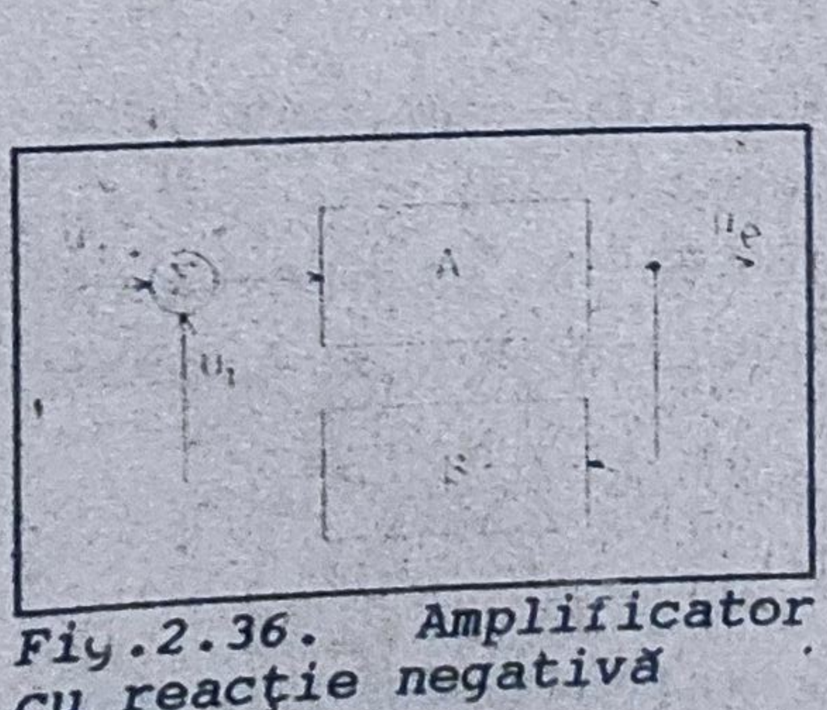

Fig.2.36. Amplificator cu reacţie negativă

Acest lucru se realizează cu ajutorul unui circuit suplimentar denumit *circuit de reacţie*, iar fracţiunea din semnalul de ieşire aplicat la intrare se numeşte *semnal de reacţie*. Deci schema bloc a unui amplificator cu reacţie este ca în fig.2.34, în care mărimea $\underline{\beta}$ este - în general - o mărime complexă.

Clasificarea amplificatoarelor cu reacţie se face în funcţie de:

a) defazajul dintre semnalul de intrare şi cel de reacţie:

- *amplificatoare cu reacţie pozitivă* (fig.2.35), la care cele două semnale sunt în fază (sau, în cazul semnalelor continue, se adună);

- *amplificatoare cu reacţie negativă* (fig.2.36), la care cele două semnale sunt în antifază (sau se scad pentru semnalele continue);

b) modul în care este prelevat semnalul de ieşire:

- amplificatoare cu reacţie de curent (fig.2.37.a), la care semnalul de reacţie este o tensiune proporţională cu curentul de la ieşire care

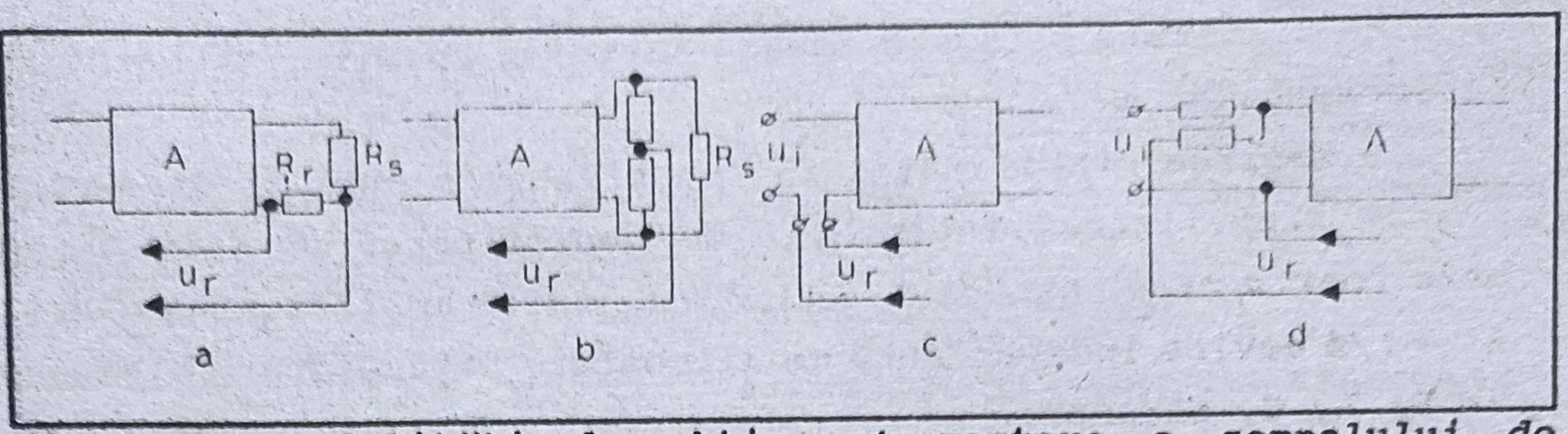

Fig.2.37. Modalităţi de obţinere/conectare a semnalului de reacţie; a - reacţie după curent; b - reacţie după tensiune; c - reacţie serie; d - reacţie paralel

circulă prin sarcină;

- *amplificatoare cu reacţie de tensiune* (fig.2.37.b), la care semnalul de reacţie este o tensiune proporţională cu tensiunea de la ieşire;

c) modul în care este adus la intrare semnalul de reacţie:

- *amplificatoare cu reacţie serie* (fig.2.37.c), la care tensiunea de intrare se înseriază cu cea de reacţie la intrarea amplificatorului;

- *amplificatoare cu reacţie paralel* (fig.2.37.d), la care tensiunea de intrare şi cea de reacţie se aplică în paralel la intrarea amplificatorului.

Prin introducerea reacţiei se realizează modificarea factorului de amplificare. Astfel, cu referire la schema generală din fig.2.34, rezultă că semnalul amplificat este $u_i \pm u_r = u_i \pm \beta \cdot u_e$, adică

$$u_e = (u_i \pm \beta u_e) \cdot A \qquad (2.30)$$

de unde

$$u_e = \frac{A}{1 \mp \beta A} u_i \qquad (2.31)$$

în care semnul "-" aparţine reacţiei pozitive, iar semnul "+" reacţiei negative.

Aşadar, reacţia pozitivă măreşte amplificarea, contribuind astfel la înrăutăţirea stabilităţii (acest "efect" se utilizează în generarea oscilaţiilor, astfel că se obţin diverse tipuri de oscilatoare: sinusoidale, dreptunghiulare, triunghiulare), pe când reacţia negativă micşorează amplificarea. Această proprieta-

te este utilizată pe scară largă, întrucât permite îmbunătăţirea performanţelor ca:

- mărirea stabilităţii în funcţionare a amplificatoarelor;
- stabilizarea factorului de amplificare; astfel, dacă A este foarte mare, atunci $u_e = (1/\beta)\cdot u_i$, adică amplificarea globală $A' = 1/\beta$ devine independentă de alimentare, tranzistor, elemente-le R, L, C, sarcină;
- micşorarea distorsiunilor liniare, în paralel cu creşterea benzii de frecvenţă;
- micşorarea distorsiunilor neliniare şi scăderea acţiunii zgomotelor;
- mărirea impedanţei de intrare şi micşorarea impedanţei de ieşire a amplificatorului.

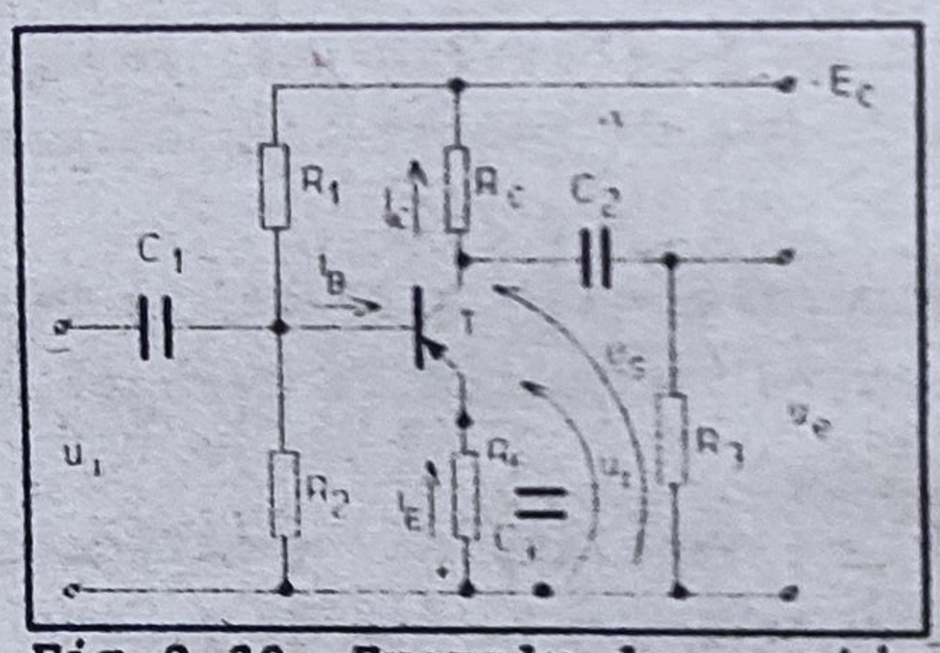

Fig.2.38. Exemplu de reacţie negativă la un amplificator cu un singur tranzistor

Un exemplu de amplificator cu reacţie negativă de curent este prezentat în fig.2.38. Astfel, cum $I_e = I_c + I_b$ şi I_b este neglijabil, rezultă că o creştere cu temperatura a curentului de colector aduce după sine creşterea curentului de emitor I_e, deci o mărire a tensiunii u_r; în consecinţă tensiunea u_{BE} va scădea, având în vedere că $u_s = u_{BE} + u_r$ (u_s este fixată la o valoare iniţială pentru punctul de funcţionare ales prin rezistenţele R_1 şi R_2); scăderea tensiunii u_{BE} are ca efect micşorarea curentului de bază i_b deci "mutarea" pe o caracteristică inferioară de ieşire, adică obţinerea unui curent de colector I_c mai mic. In acest fel, tendinţei de mărire a curentului de ieşire I_c i se opune reacţia realizată prin rezistenţa de emitor R_E. Factorul de reacţie este

$$\beta = \frac{u_r}{u_s} = \frac{I_E \cdot R_E}{I_C \cdot R_C} \approx \frac{R_E}{R_C} \qquad (2.32)$$

Pentru ca, la aplicarea semnalului alternativ de intrare u_i, punctul static de funcţionare să nu fie perturbat prin modificarea curentului de emitor se pune în paralel cu R_E o capacitate

mare C_1, care se încarcă la valoarea de vârf şi menţine tensiunea de emitor constantă în funcţie de valoarea maximă a curentului de emitor (se spune că potenţialul emitorului a fost decuplat de semnalul alternativ aplicat la intrare).

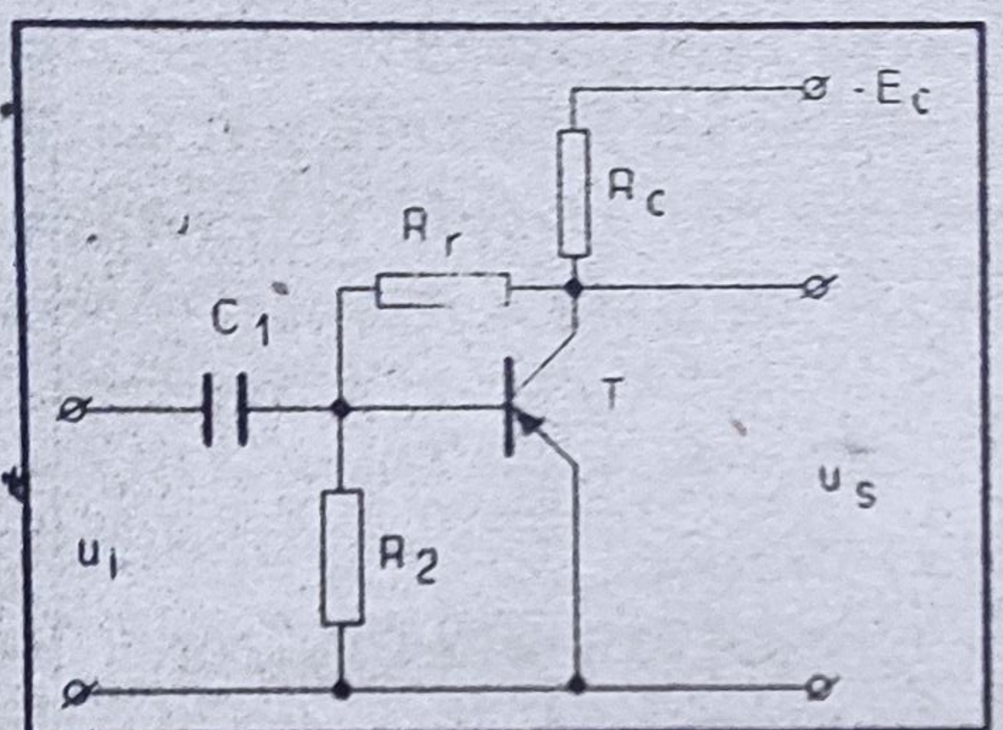

Fig.2.39. Exemplu de reacţie de tensiune

Acelaşi efect de stabilizare a punctului static de funcţionare se poate obţine cu o reacţie negativă de tensiune (fig.2.39). In acest caz o parte din tensiunea de colector este adusă pe bază (deci la intrare). Cum tensiunile de colector şi bază sunt în opoziţie (s-a văzut aceasta la factorul de amplificare în tensiune), rezultă că reacţia realizată este negativă. Factorul de reacţie, în acest caz, va fi:

$$\beta = \frac{R_r}{R_r + R_2} \qquad (2.33)$$

2.6.4. Amplificatoare de curent continuu

Amplificatoarele de curent continuu sunt circuitele electronice cel mai frecvent utilizate în aparatura electronică de automatizare.

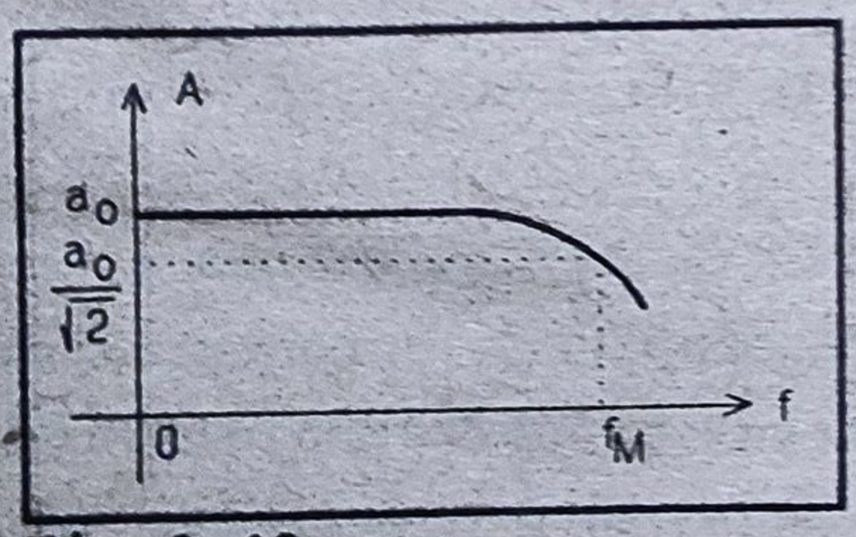

Fig.2.40.

Amplificatoarele de c.c. sunt acele amplificatoare electronice care pot amplifica cu factorul de amplificare a_0 semnale a căror frecvenţă variază de la 0 Hz la o valoare maximă f_M de ordinul kHz (fig.2.40), unde a_0 poate fi amplificarea în tensiune sau în curent.

După principiul de funcţionare se împart în:

- *amplificatoare cu cuplaj direct*
- *amplificatoare cu modulare-demodulare.*

Principala dificultate care apare la realizarea unui amplificator de c.c. este legată de modificarea punctelor statice

de funcţionare ale tranzistoarelor din etajele de amplificăre la variaţia factorilor externi. Astfel, se constată că în absnţa semnalului de intrare ieşirea nu este la zero, acest fenomen numindu-se *derivă* şi datorându-se faptului că din circuit sunt absente elementele reactive de cuplare (condensatoare, transformatoare), absenţă impusă de necesitatea amplificării semnalelor continue sau lent variabile în timp. De aceea, de cele mai multe ori, este necesar să se aplice o tensiune de corecţie la intrarea amplificatorului, denumită *tensiune de decalaj* (offset) pentru a aduce ieşirea la zero.

Amplificatoare de c.c. cu cuplaj direct

Pentru a obţine un amplificator cu derivă redusă se folosesc etaje de amplificare în montaj diferenţial (fig.2.41).

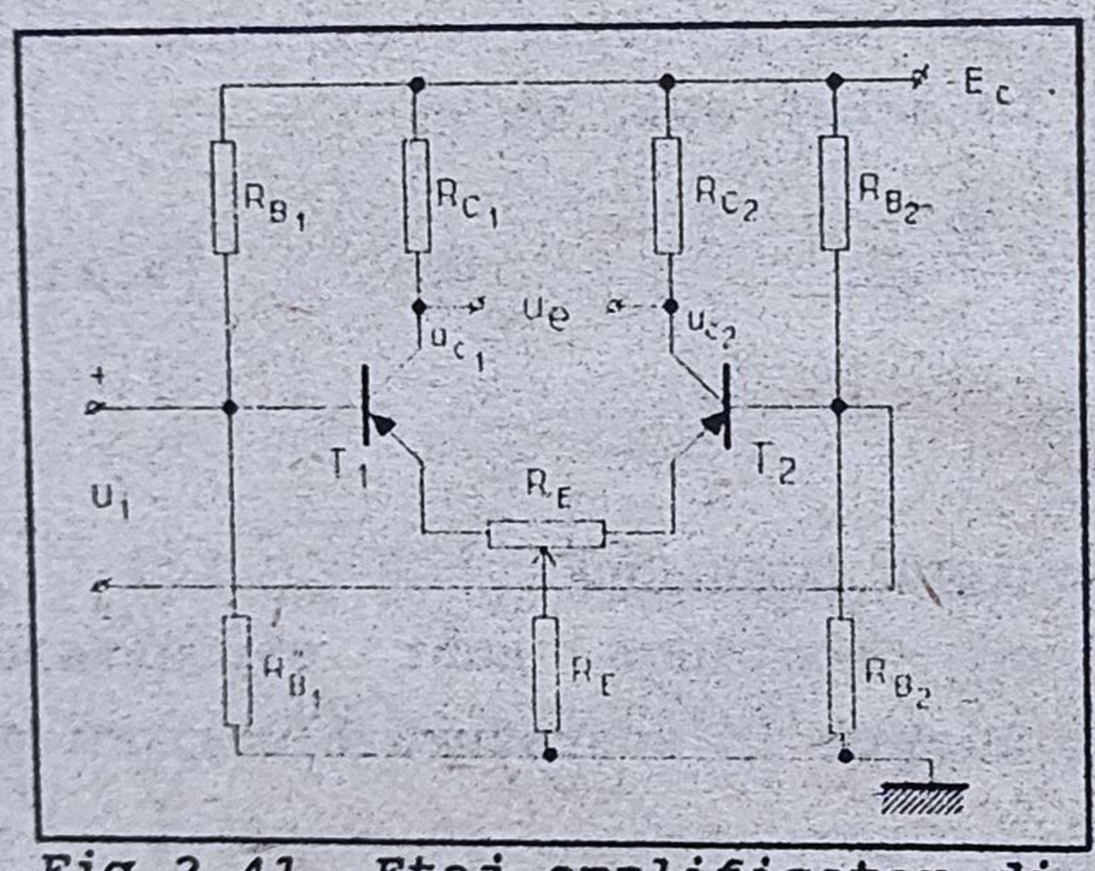

Fig.2.41. Etaj amplificator diferenţial de c.c.

Se remarcă faptul că tensiunea de ieşire este $u_e = u_{c1} - u_{c2}$, astfel că, dacă semnalele perturbatoare se aplică la fel pe bazele celor două tranzistoare T_1 şi T_2 ele vor produce modificarea la fel a celor două tensiuni de colector $u_{c1} = u^u_{c1} + u^p_{c1}$, $u_{c2} = u^u_{c2} + u^p_{c2}$ (u - util, p - perturbator), aşadar $u^p_{c1} = u^p_{c2}$ (în ipoteza că cele două tranzistoare sunt identice), deci $u_e = u^u_{c1} + u^p_{c1} - u^u_{c2} - u^p_{c2} = u^u_{c1} - u^u_{c2}$.

Cum semnalul de intrare u_i se aplică cu "+" pe o bază şi cu "-" pe cealaltă, acest lucru va produce creşterea curentului de colector în primul tranzistor şi micşorarea proporţională în cel de-al doilea, astfel că o variaţie Δu_i va produce o variaţie $-\Delta u_c$ în primul tranzistor şi $+\Delta u_c$ în al doilea, deci

$$\Delta u_e = u_{c_1} - \Delta u_c - u_{c_2} - \Delta u_c = -2 \cdot \Delta u_c \qquad (2.34)$$

aşadar va avea loc o dublare a factorului de amplificare faţă de montajul cu reacţie negativă realizat cu un tranzistor (s-a

presupus că $u_{e1} = u_{e2}$ în absenţa semnalului de intrare).

Rezistenţa R'_s serveşte pentru echilibrarea curenţilor prin cele două tranzistoare astfel că, în absenţa semnalului de intrare, $u_{e1} = u_{e2}$.

Amplificatoare de c.c. cu modulare-demodulare (AMD)

Un amplificator de c.c. cu modulare-demodulare realizează reducerea decalajului şi derivei şi, în plus, se poate obţine separarea galvanică a intrării de ieşire (ieşirea nu are nici un punct comun cu intrarea); sunt utilizate, cu precădere, la amplificarea unor tensiuni sau curenţi continui foarte mici (de ordinul μV, respectiv pA).

Un AMD se compune, în principiu (fig.2.42), din:

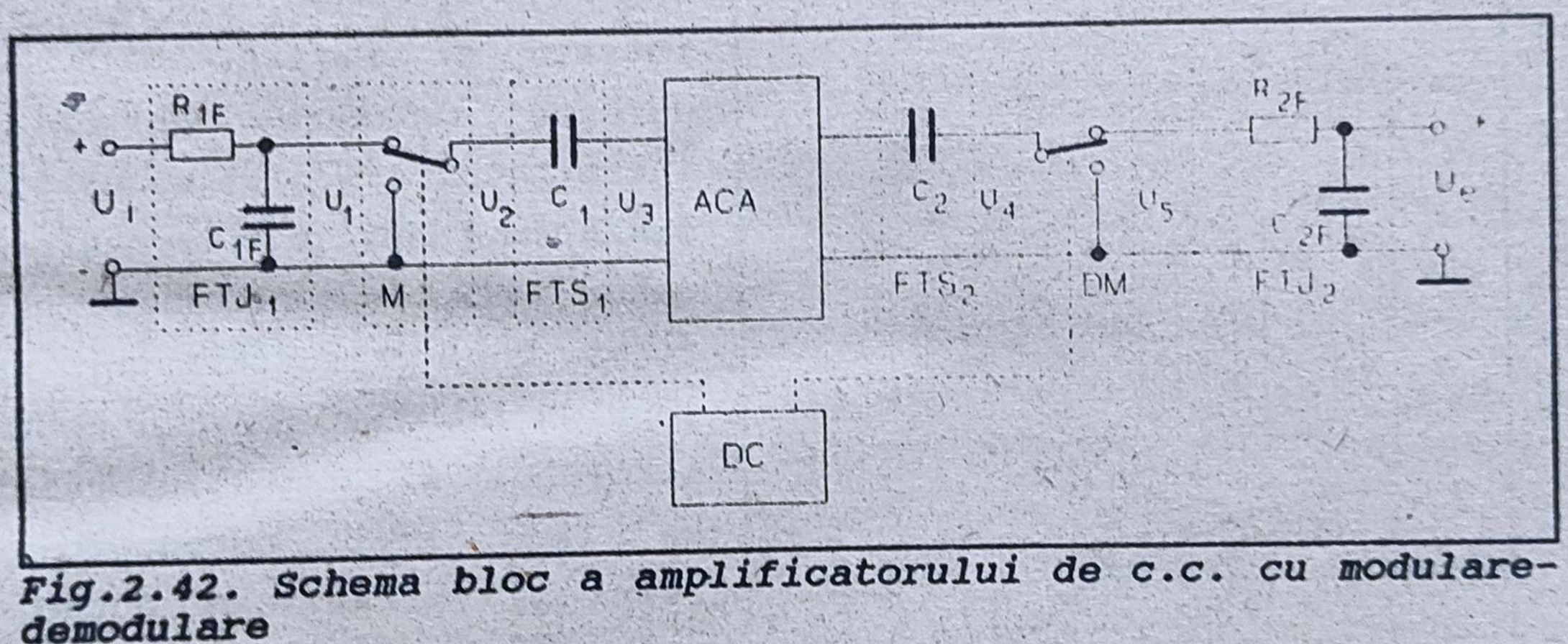

Fig.2.42. Schema bloc a amplificatorului de c.c. cu modulare-demodulare

- filtrul trece-jos FTJ_1 cu rol de a elimina componentele de înaltă frecvenţă din semnalul continuu sau lent variabil din intrarea u_1;
- modulatorul M care transformă semnalul cvasicontinuu în unul alternativ, cu frecvenţa dată de dispozitivul de comenzi DC, a cărui amplitudine instantanee urmăreşte valoarea semnalului de intrare;
- filtrul trece-sus FTS_1 care elimină componenta continuă din semnalul modulat;
- amplificatorul de c.a. ACA care amplifică în curent alternativ semnalul axat u_1;
- filtrul trece-sus FTS_2 care elimină eventuala componentă

continuă din semnalul de la ieşirea ACA;

- demodulatorul DM care realizează redresarea sincronă (în acelaşi "ritm" cu modularea) a semnalului alternativ;

- filtrul trece-jos FTJ, care netezeşte semnalul din ieşirea demodulatorului.

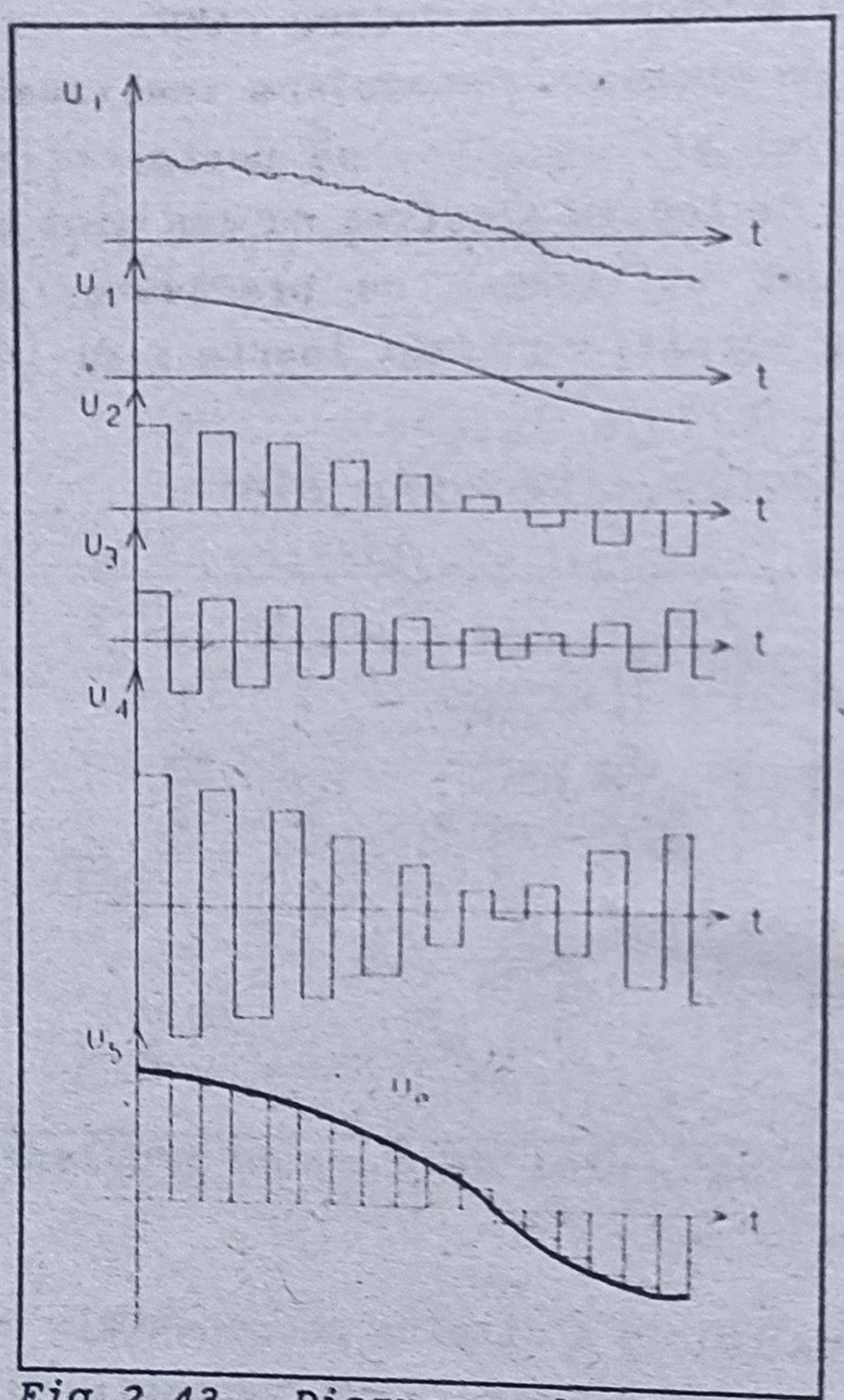

Fig.2.43. Diagrame de semnale explicative pentru ACC cu modulare-demodulare

Pentru ilustrarea funcţionării se pot urmări diagramele de semnale din fig.2.43.

Modulatorul şi demodulatorul se pot realiza electronic cu tranzistoare bipolare sau cu efect de câmp.

AMD-ul prezentat în fig.2.42 are masă comună între intrare şi ieşire. Dacă se doreşte separarea galvanică între intrare/ieşire se utilizează cuplajul prin transformator (FTS, se realizează sub forma unui transformator de impulsuri), iar comanda modulatorului şi demodulatorului se face prin optocuploare (sunt şi variante de optocuploare cu dependenţă continuă intrare-ieşire).

Un optocuplor (fig.2.44) este format dintr-o diodă electroluminiscentă LED (o diodă care alimentată în conducţie directă emite o radiaţie luminoasă a cărei intensitate I_L depinde de intensitatea curentului de alimentare I_D, iar lungimea de undă a radiaţiei depinde de materialul utilizat în construcţia LED-ului) şi o fotodiodă FD care are proprietatea de a-şi modifica curentul prin joncţiune în funcţie de gradul de iluminare al joncţiunii; tranzistorul T are rolul de a amplifica în putere variaţia de curent prin fotodiodă.

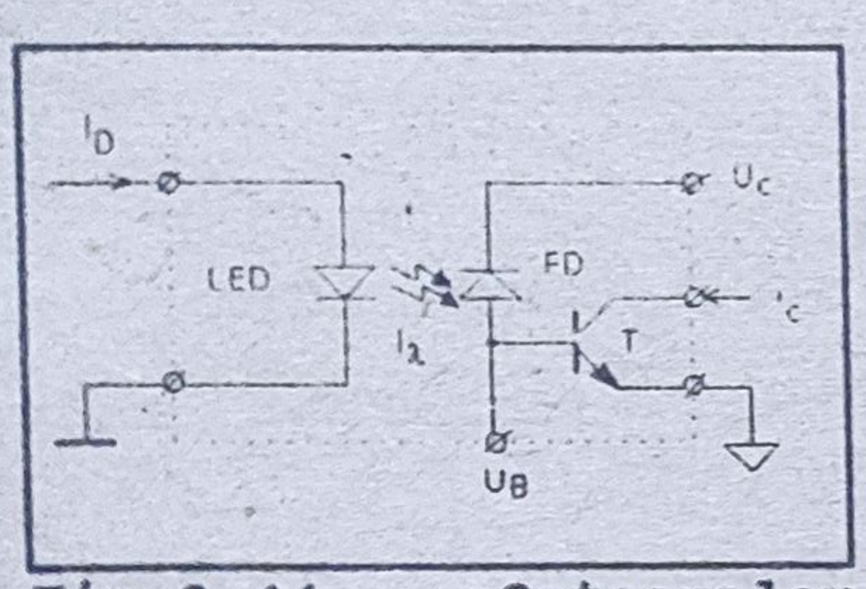

Fig.2.44. Optocuplor logic

In cazul folosirii unor optocuploare cu dependenţă continuă intrare-ieşire, acestea se utilizează în montaje diferenţiale sau de urmărire (servoamplificator) obţinându-se, în anumite plaje de variaţii ale intrării, o dependenţă liniară intrare-ieşire.

2.6.5. Amplificatoare operaţionale

Amplificatoarele operaţionale sunt amplificatoare de c.c. caracterizate prin:

- câştig de tensiune (amplificare în tensiune) foarte mare, de ordinul $10^4 \div 10^7$;
- rezistenţă de intrare foarte mare: $10^6 \div 10^9$ Ω (cu TEC în intrare sunt realizări de $10^{10} \div 10^{12}$ Ω);
- rezistenţă de ieşire foarte mică: $10 \div 1$ Ω (şi chiar sub 1 Ω);
- spectrul de frecvenţe transmise fără distorsiuni: de la c.c. până la ordinul zecilor de kHz sau 1 MHz;
- factorul de rejecţie pe mod comun foarte mare (rejecţia perturbaţiilor faţă de masă).

Dacă primele realizări de AO au fost cu componente discrete, în prezent se utilizează - în exclusivitate - numai structuri integrate de AO.

Datorită amplificării în buclă deschisă (câştigul de tensiune) foarte mari, AO sunt destinate să funcţioneze în montaje cu reacţie. Ideal, funcţionarea unui AO se poate exprima doar în funcţie de elementele de circuit prevăzute în intrare şi pe legătura de reacţie.

Constructiv, un AO are două borne de intrare, U_1 (borna -) şi U_2 (borna +), şi o bornă de ieşire U_e (fig.2.45); nu s-au figurat bornele de alimentare, care permit alimentarea simetrică (± faţă de masă) sau nesimetrică, ca şi bornele de corecţie (cu frecvenţa sau decalajul din intrare).

Funcţional, pentru a înţelege utilizarea unui AO în montajele de bază, se pun în evidenţă următoarele mărimi:

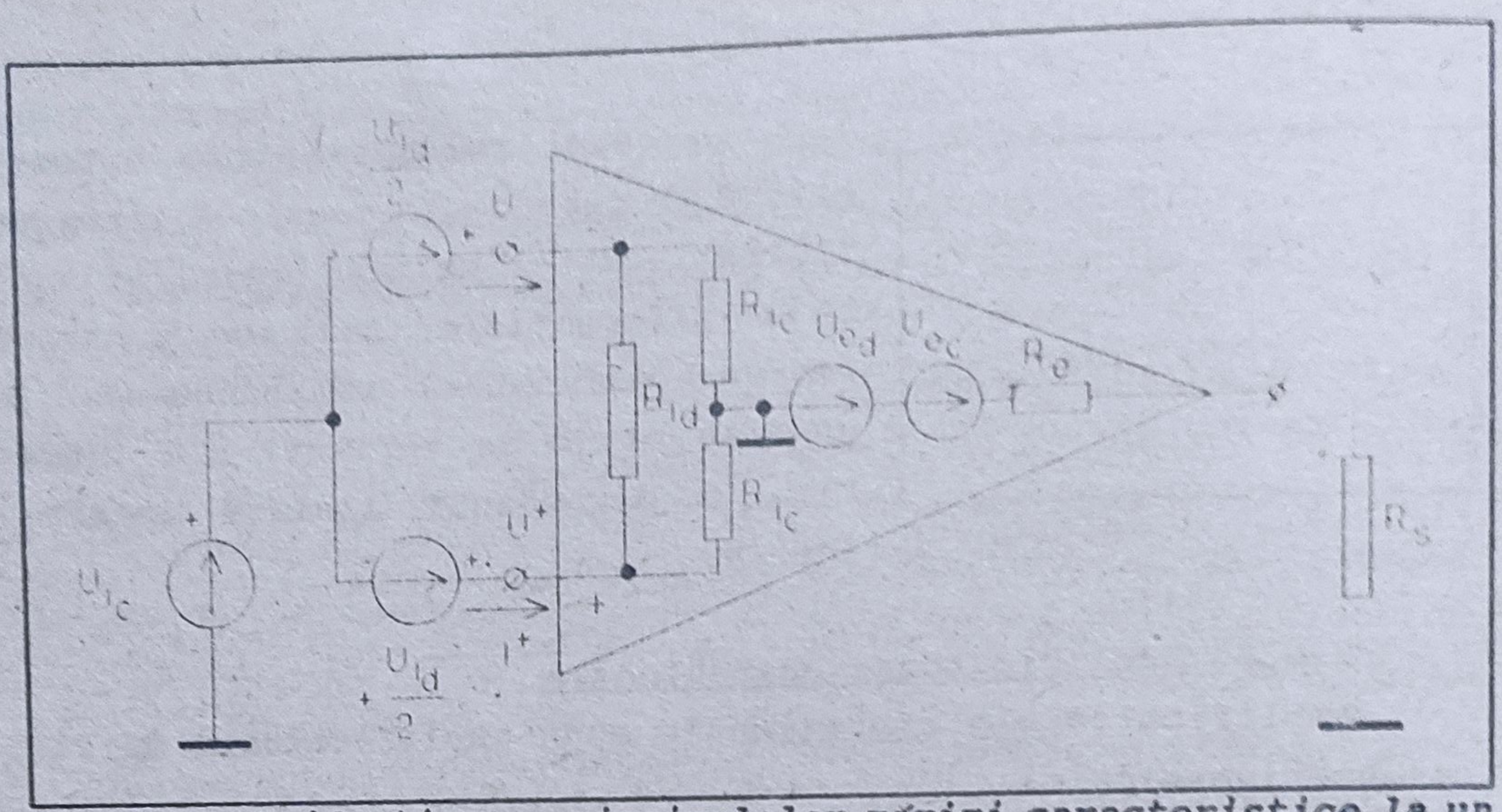

Fig.2.45. Evidenţierea principalelor mărimi caracteristice la un amplificator operaţional

- tensiunea de intrare diferenţială U_{id},

$$U_{i_d} = U^+ - U^- \qquad (2.34)$$

- tensiunea de intrare de mod comun U_{ic},

$$U_{i_c} = \frac{U^+ + U^-}{2} \qquad (2.35)$$

- amplificarea (câştigul) de mod diferenţial A_d,

$$A_d = \frac{U_{e_d}}{U_{i_d}} \qquad (2.36)$$

unde U_{ed} este tensiunea de ieşire diferenţială (obţinută prin amplificarea tensiunii de intrare diferenţiale U_{id} cu factorul A_d);

- amplificarea (câştigul) de mod comun A_c,

$$A_c = \frac{U_{e_c}}{U_{i_c}} \qquad (2.37)$$

unde U_{ec} este tensiunea de ieşire a modului comun (obţinută prin amplificarea tensiunii de intrare de mod comun U_{ic} cu factorul

A_o):

- tensiunea de ieşire (totală) U_e,

$$U_e = U_{e_d} + U_{e_c} = U_{i_d} \cdot A_d + U_{i_c} \cdot A_c \qquad (2.38)$$

- raportul de rejecţie al modului comun CMRR,

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \qquad (2.39)$$

Un AO este cu atât mai bun cu cât A_d este mai mare ($10^4 \div 10^6$ în mod uzual) şi CMRR este mai mare (uzual $10^4 \div 10^5$), deci acesta amplifică, aproape în exclusivitate, tensiunea diferenţială din intrare U_{id};

- rezistenţa de intrare diferenţială R_{id};
- rezistenţa de intrare de mod comun R_{ic};
- rezistenţa de ieşire R_e ($R_e << R_s$);
- tensiunea de decalaj (offset) de la intrare este valoarea tensiunii aplicate pe o intrare, cealaltă intrare fiind conectată la masă, care asigură o tensiune nulă la ieşire;
- curentul de decalaj (offset) de la intrare I_{id},

$$I_{i_d} = I^- - I^+ \qquad (2.40)$$

unde I^- şi I^+ sunt curenţii absorbiţi de intrările inversoare (-) şi neinversoare (+);

- curentul de polarizare de la intrare I_p,

$$I_p = \frac{I^- + I^+}{2} \qquad (2.41)$$

- banda de trecere în buclă deschisă reprezintă domeniul frecvenţelor de lucru în care amplificarea scade cu cel mult 3 dB faţă de valoarea nominală.

Se observă (fig.2.45) că pot fi scrise relaţiile

$$U_1 = -\frac{U_{i_d}}{2} + U_{i_c}$$

$$U_2 = +\frac{U_{i_d}}{2} + U_{i_c} \qquad (2.42)$$

iar tensiunea de ieşire

$$U_e = A_d\left(U_{i_d} + U_{i_c}\cdot\frac{A_c}{A_d}\right) \qquad (2.43)$$

Cum $A_d >> A_c$ rezultă că

$$U_e \cong A_d \cdot U_{i_d} = A_d (U^+ - U^-) \qquad (2.44)$$

relaţie care stă la baza calculelor circuitelor cu AO.

Deoarece A_d are valori foarte mari, atunci, din relaţia (2.44), se poate scrie

$$U^+ - U^- = \frac{U_e}{A_d} \cong 0 \qquad (2.45)$$

adică intrările inversoare (U^-) şi neinversoare (U^+), în funcţionarea normală a AO, sunt practic la acelaşi potenţial.

In continuare se prezintă montaje tipice bazate pe folosirea amplificatorului operaţional.

a) ***amplificator neinversor*** (fig.2.46) pentru care se pot scrie relaţiile

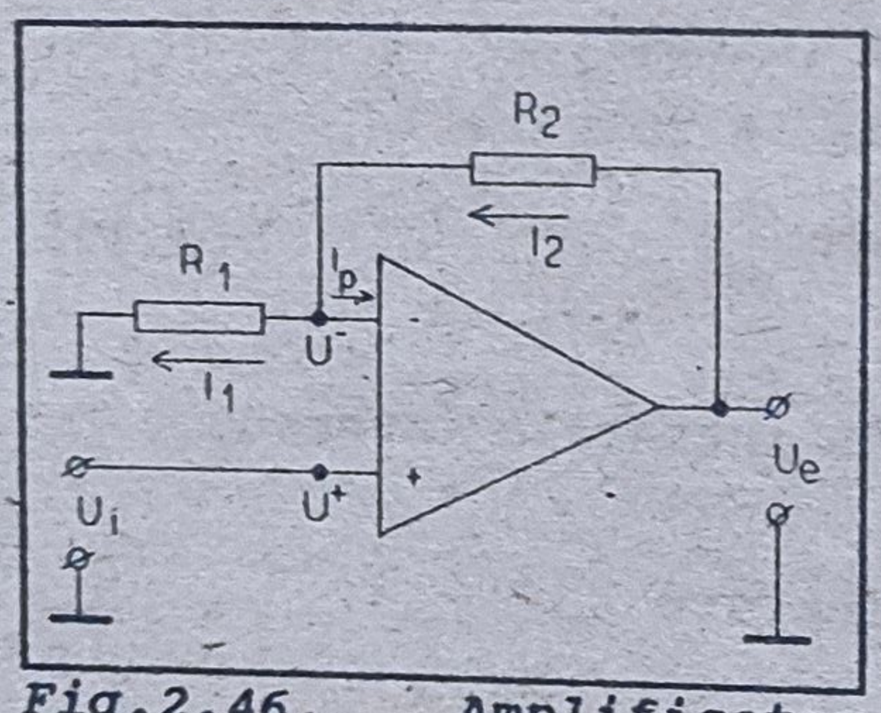

Fig.2.46. Amplificator neinversor

$$I_1 + I_p - I_2 = 0$$

$$I_1 = \frac{U^-}{R_1} \qquad (2.46)$$

$$I_2 = \frac{U_e - U^-}{R_2}$$

Deoarece curentul de polarizare I_p este neglijabil în raport cu curenţii de lucru I_1 şi I_2, rezultă $I_1 = I_2$, astfel că:

$$\frac{U^-}{R_1} = \frac{U_e - U^-}{R_2} \qquad (2.47)$$

de unde

$$U^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_e \qquad (2.48)$$

Cum $U^+ = U_i$ şi, conform relaţiei (2.45), $U^+ = U^-$ se obţine din relaţia (2.48)

$$U_e = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_i = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_i \qquad (2.49)$$

aşadar, factorul de amplificare al montajului neinversor - notat A_0^+ - este

$$A_0^+ = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (2.50)$$

b) ***amplificator inversor*** (fig.2.47) la care

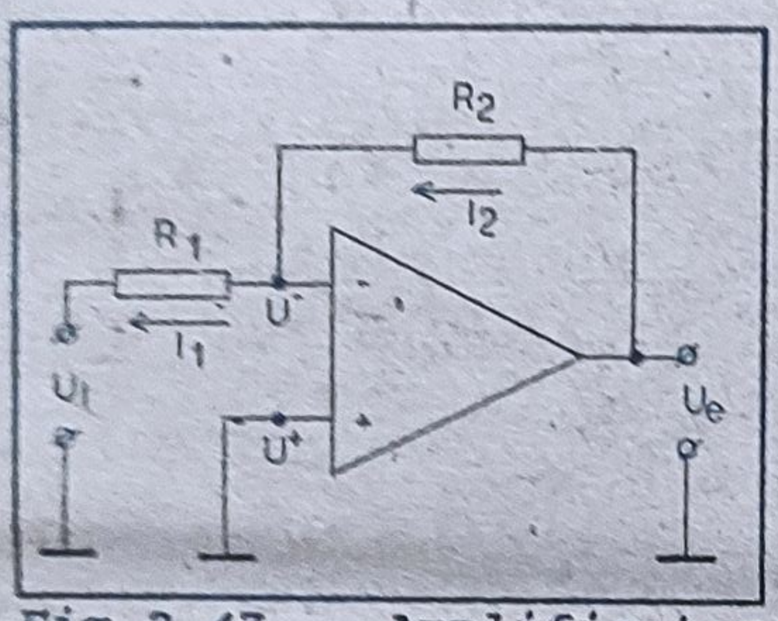

Fig.2.47. Amplificator inversor

$$I_1^- = I_2$$

$$I_1 = \frac{U^- - U_i}{R_1} \qquad (2.51)$$

$$I_2 = \frac{U_e - U^-}{R_2}$$

astfel că rezultă

$$\frac{U^- - U_i}{R_1} = \frac{U_e - U^-}{R_2} \qquad (2.52)$$

Cum borna neinversoare (+) este conectată la masă rezultă că $U^+ = 0$, iar din relaţia (2.45) se obţine $U^- = 0$; înlocuind în relaţia (2.52) pe U^- se obţine

$$U_e = -\frac{R_2}{R_1} U_i \qquad (2.53)$$

astfel că, factorul de amplificare al montajului inversor - notat A_0^- - este

$$A_0^- = -\frac{R_2}{R_1} \qquad (2.54)$$

c) ***amplificator diferenţial*** - fig.2.48 - pentru care se poate scrie

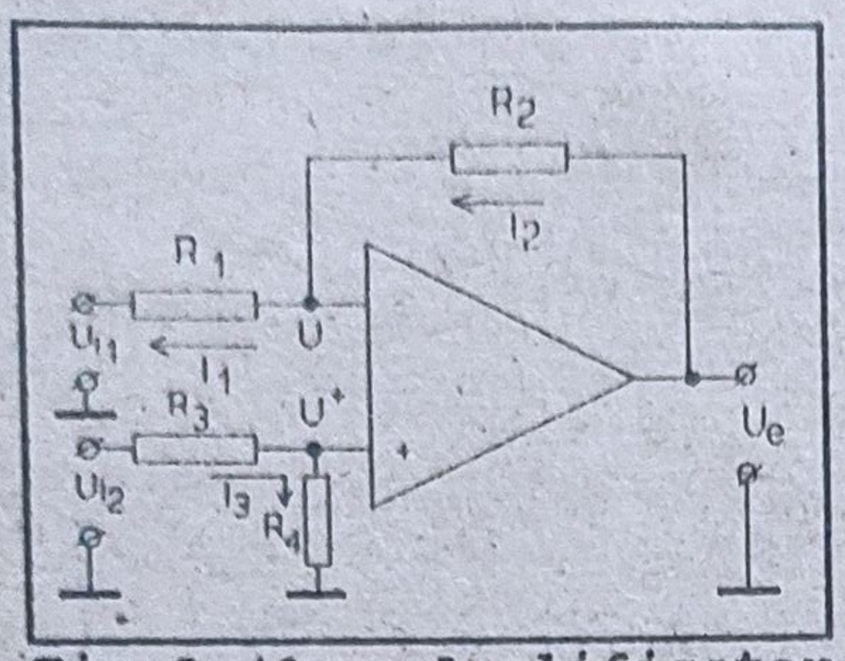

Fig.2.48. Amplificator diferenţial

$$I_1 = I_2$$

$$I_1 = \frac{U^- - U_{i_1}}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_e - U^-}{R_2} \qquad (2.55)$$

$$U^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{i_2}$$

Cum $U^- = U^+$ relaţiile (2.55) devin

$$\frac{\frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{i_2} - U_{i_1}}{R_1} = \frac{U_e - \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{i_2}}{R_2} \qquad (2.56)$$

de unde

$$U_e = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{i_2} - \frac{R_2}{R_1} U_{i_1} \qquad (2.57)$$

Dacă între rezistenţele $R_1 \div R_4$ se asigură dependenţa

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \qquad (2.58)$$

atunci relaţia (2.57) devine

$$U_e = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} U_{i_2} - \frac{R_2}{R_1} U_{i_1} = \frac{R_2}{R_1}(U_{i_2} - U_{i_1}) \qquad (2.59)$$

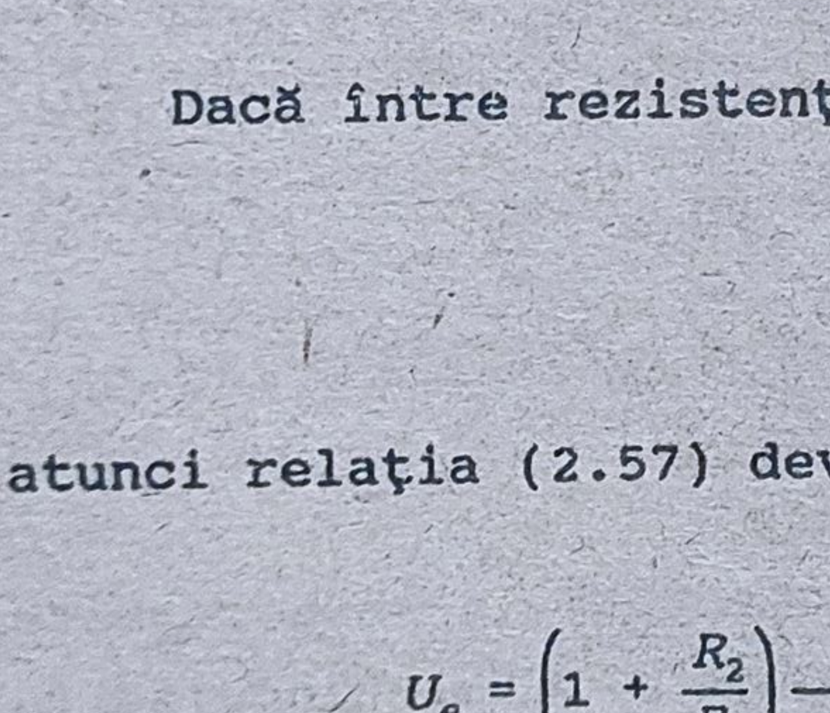

Fig.2.49. Amplificator sumator-scăzător

adică tensiunea de ieşire este diferenţa tensiunilor aplicate pe intrări amplificată cu factorul R_2/R_1.

d) ***amplificator sumator-scăzător*** - fig.2.49 - la care tensiunea de ieşire U_e se scrie direct în funcţie de intrările U_{i1} şi U_{i2} prin aplicarea principiului superpoziţiei (se observă că, dacă ar lipsi U_{i2} atunci se obţine

montajul inversor, iar dacă ar lipsi U_{i1} se obţine montajul neinversor), deci

$$U_e = -\frac{R_2}{R_1} U_{i_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{i_2} \qquad (2.60)$$

In anumite circuite, care impun condiţii restrictive deosebite privind deriva termică şi asigurarea unor valori mari de amplificare cu precizie şi liniaritate foarte bune, montajul diferenţial din fig.2.48 nu este satisfăcător. In astfel de situaţii se folosesc *amplificatoarele instrumentale* - fig.2.50 -

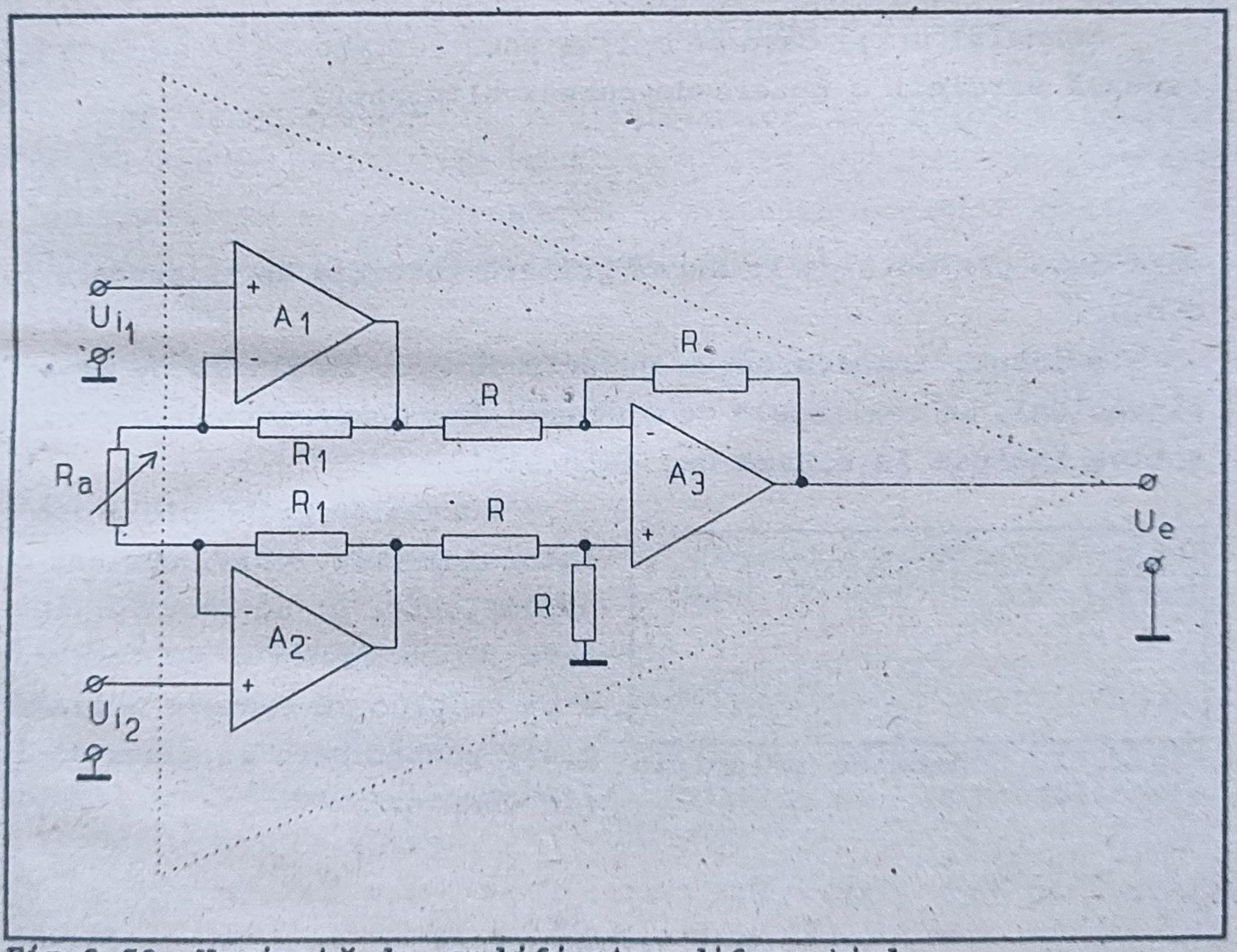

Fig.2.50. Variantă de amplificator diferenţial

care sunt circuite integrate având incluse, în structura lor, pe lângă amplificatoarele operaţionale şi elementele de reacţie. Relaţia de funcţionare, pentru cazul ideal, este

$$U_e = \left(1 + \frac{2R_1}{R_a}\right)(U_{i_2} - U_{i_1}) \qquad (2.61)$$

Cu un astfel de amplificator se pot realiza factori de amplificare între 1 ÷ 1000, cu o eroare de neliniaritate ≤ 0,01 % şi o precizie 0,05 ÷ 0,1 %; de asemenea deriva termică este foarte mică (tipic 25 ÷ 125 ppm/°C).

2.7. Generarea oscilaţiilor sinusoidale

Oscilatoarele armonice (generatoarele de semnal sinusoidal) sunt circuite electronice la ieşirea cărora se obţin semnale de forma

$$u(t) = U\sin\omega t \qquad (2.62)$$

Semnalul u(t), care se aplică unei rezistenţe de sarcină R_s, cedează sarcinii o putere de curent alternativ

$$P_s = \frac{1}{2}\frac{U^2}{R_s} \qquad (2.63)$$

care este preluată de la sursa primară (bateria de alimentare în c.c.).

Evident, transformarea puterii de c.c. în putere de semnal sinusoidal, se realizează cu ajutorul unor componente electronice active incluse în schema oscilatorului.

Schema de principiu a oscilatorului (fig.2.51) cuprinde un amplificator A, un bloc de limitare BL cu factorul de transfer e şi un bloc de reacţie pozitivă $\underline{\beta}(\omega)$, pentru care se poate scrie (în complex)

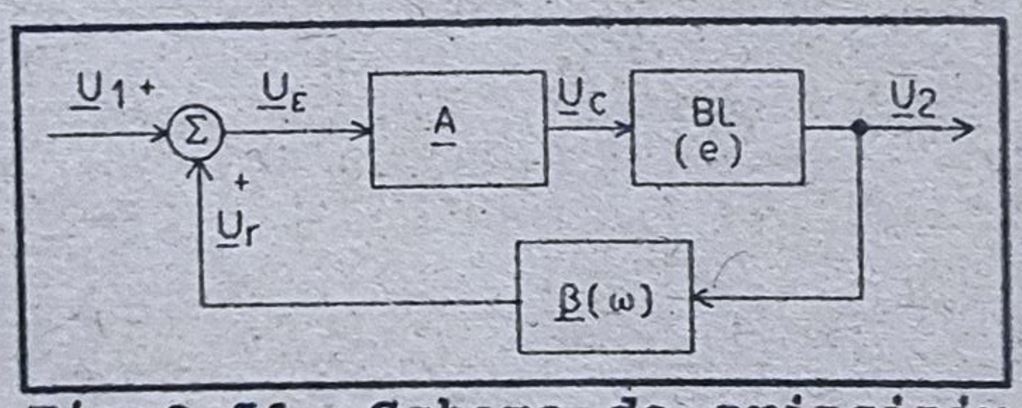

Fig.2.51. Schema de principiu a oscilatorului

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{A}e}{1 - \underline{\beta}(\omega)\underline{A}e}\underline{U}_1 \qquad (2.64)$$

Blocul BL are rolul de a limita amplitudinea oscilaţiilor, în scopul obţinerii de oscilaţii întreţinute de amplitudine constantă; acesta (BL) poate lipsi dacă semnalele sunt de amplitudine redusă.

Considerând e = 1, în absenţa intrării $\underline{U}_1$, ieşirea $\underline{U}_2$ poate

fi diferită de zero ($\underline{U}_2$ - finit, $\neq 0$) dacă

$$1 - \underline{\beta}(\omega)\cdot\underline{A} = 0 \qquad (2.65)$$

care reprezintă relaţia lui Barkhausen de reproducere a semnalului pe bucla de reacţie pozitivă.

Deoarece în structura oscilatoarelor se găsesc elemente reactive de circuit (inductanţe, condensatoare), rezultă că mărimile complexe $\underline{\beta}(\omega)$ şi $\underline{A}$ pot fi exprimate prin modul şi fază, astfel că re'aţia (2.65) este echivalentă cu condiţiile

$$\begin{aligned} &|\underline{A}|\,|\underline{\beta}| = 1 \quad (\textit{condiţia de amplitudine}) \\ &\varphi_A + \varphi_\beta(\omega) = 0,\ 2\pi,\ \ldots \quad (\textit{condiţia de fază}) \end{aligned} \qquad (2.66)$$

Pe lângă categoria oscilatoarelor cu reacţie pozitivă (analizate principial mai sus) mai există categoria oscilatoarelor realizate cu componente cu rezistenţă negativă plasate în circuite rezonante, care permit obţinerea de autooscilaţii neamortizate.

Oscilatoarele cu reacţie pozitivă pot fi, după modul cum se realizează reacţia, clasificate în:

- oscilatoare de tip LC
- oscilatoare de tip RC.

Dacă se doreşte obţinerea unor semnale armonice de frecvenţă riguros constantă în structura oscilatoarelor se introduc cristale piezoelectrice (cuarţuri).

In principiu, orice tip de oscilator se poate realiza cu un tranzistor în montaj de amplificator, iar ieşirea acestuia este adusă, prin intermediul reacţiei pozitive de tip LC, RC, sau cu piezocristal, la intrare.

In fig.2.52 sunt prezentate două exemple de oscilatoare sinusoidale:

- primul (fig.2.52.a) utilizează un divizor inductiv L_{1r}, L_{2r} şi o capacitate de acord C_r astfel ca faza semnalului cules din colector şi aplicat bazei prin C_c să fie decalată cu 180° (oscilator Harley);
- al doilea (fig.2.52.b) utilizează o reţea RC pentru defazarea cu 180° a tensiunii de colector faţă de cea de bază.

Prin rezistenţele R_{B1}, R_{B2} se asigură fixarea corectă a

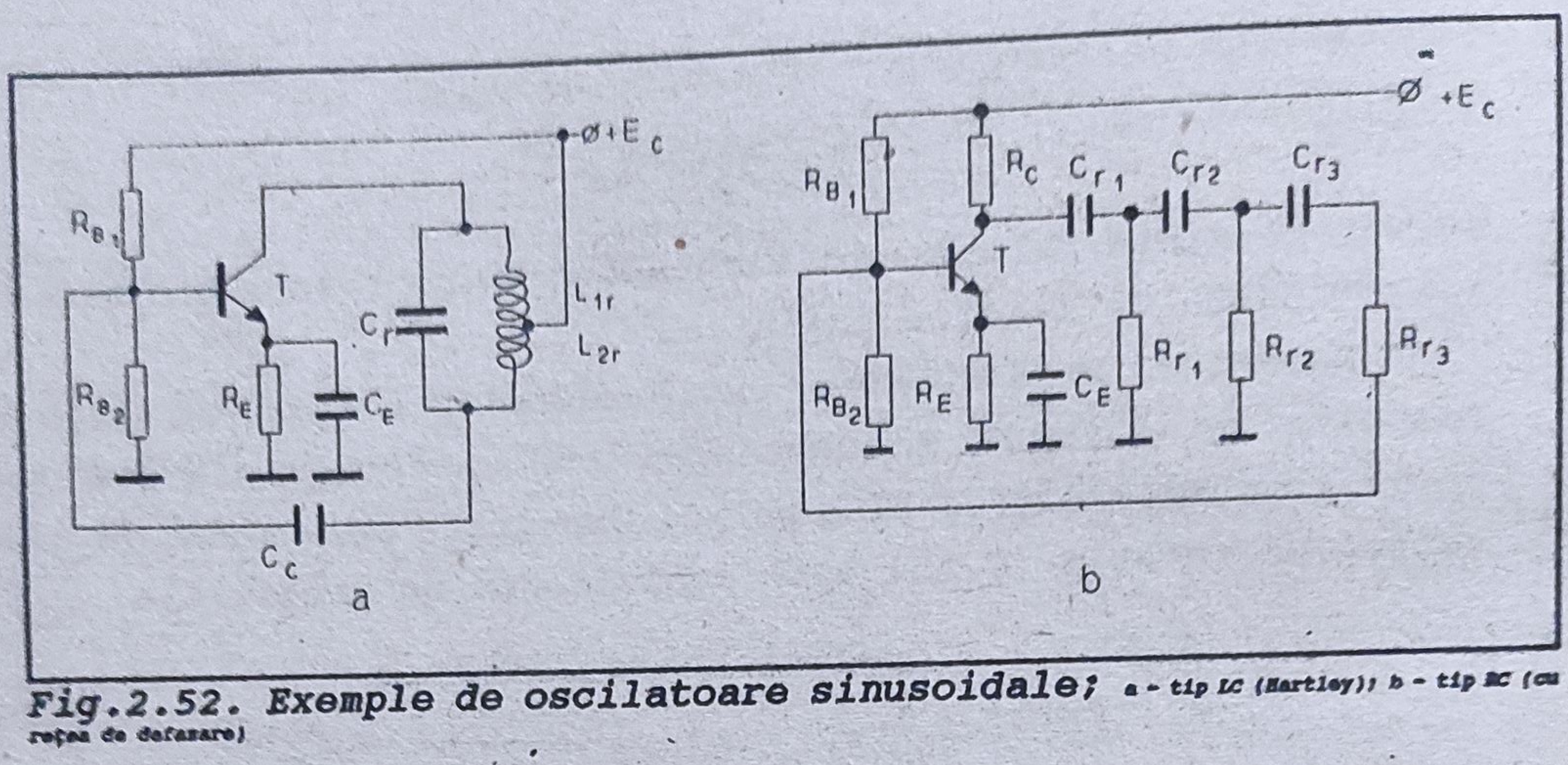

Fig.2.52. Exemple de oscilatoare sinusoidale; a - tip LC (Hartley); b - tip RC (cu rețea de defazare)

punctului static de funcţionare care, iniţial, la alimentarea montajului, este astfel ales încât $\beta A > 1$; în acest mod schema intră în oscilaţie la alimentarea cu energie + E_c; cum amplitudinea oscilaţiilor creşte, punctul static de funcţionare se deplasează spre zona de limitare a amplificării, astfel că se ajunge la un moment dat (foarte apropiat de momentul iniţial al aplicării alimentării) când $\beta A = 1$ şi oscilaţiile se stabilizează.

Amplificatoarele operaţionale sunt utilizate cu succes la realizarea oscilatoarelor sinusoidale datorită proprietăţilor lor:

- amplificare mare
- impedanţă de ieşire mică
- impedanţă de intrare foarte mare.

In fig.2.53 sunt date două exemple de oscilatoare care utilizează amplificatoare operaţionale.

Astfel - fig.2.53.a - componentele R_1, C_1, R_2, C_2 formează reacţia pozitivă şi totodată elementele punţii Wien, asigurând frecvenţa de oscilaţie $f_0 = 1/(2\pi RC)$ ($R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$), iar cu rezistenţele R_3 şi R_4 se asigură reacţia negativă necesară păstrării constante a amplitudinii oscilaţiilor. In acest scop rezistenţa R_4 este variabilă cu amplitudinea oscilaţiilor (de exemplu un bec cu incandescenţă), în consecinţă, dacă amplitudinea oscilaţiilor creşte R_4 creşte şi reacţia negativă ($- R_3/R_4$) devine mai puternică micşorând ieşirea.

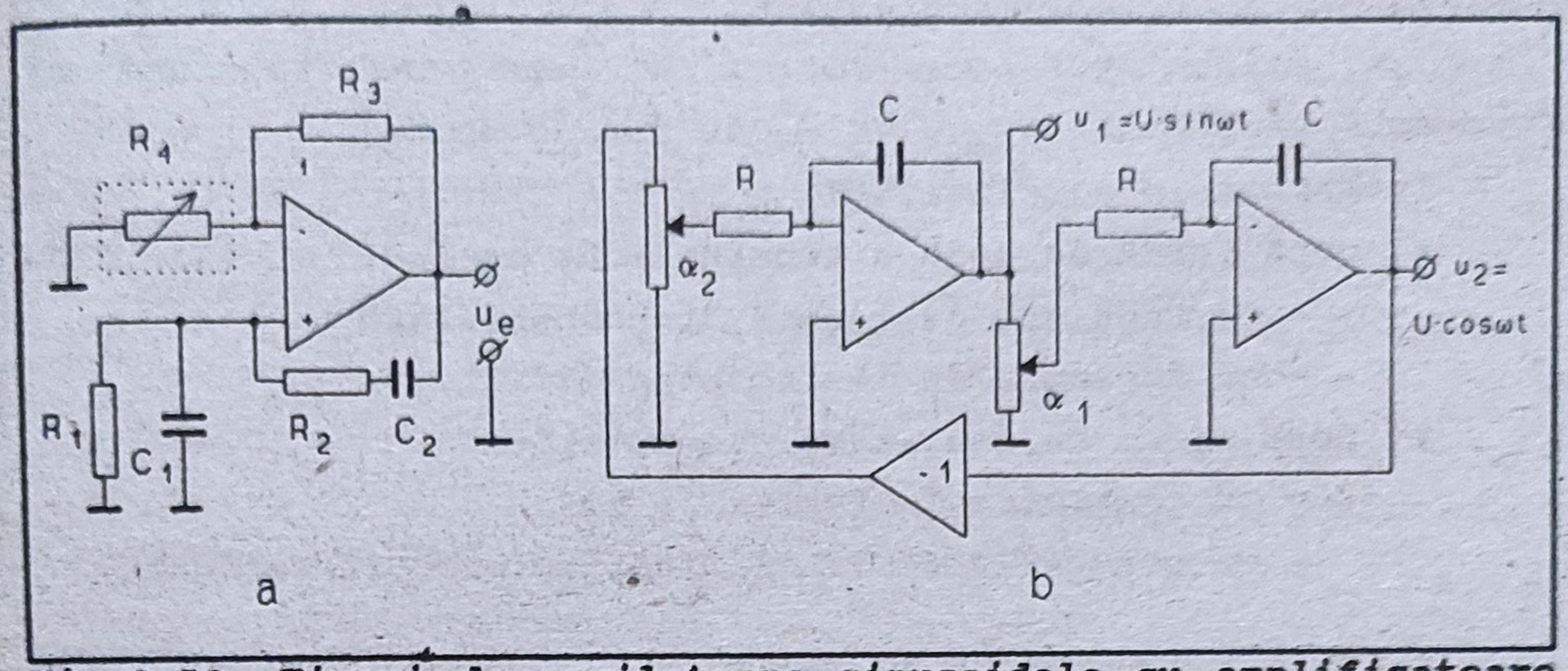

Fig.2.53. Tipuri de oscilatoare sinusoidale cu amplificatoare operaţionale; a - oscilator cu punte Wien; b - oscilator în cuadratură

In cazul din fig.2.53.b se utilizează două AO în montaj de integrator cu constanta de timp $\tau = RC$.

Dacă $u_1 = U \cdot \sin\omega t$ la intrarea celui de-al doilea integrator se va aplica tensiunea $\alpha_1 \cdot u_1 = \alpha_1 \cdot U \cdot \sin\omega t$ iar la ieşirea sa va rezulta

$$u_2 = -\frac{1}{RC}\int \alpha_1 \cdot U \cdot \sin\omega t\, dt = +\frac{\alpha_1 \cdot U \cdot \cos\omega t}{\omega\tau} \qquad (2.67)$$

şi, considerând $\omega\tau = \alpha_1$, rezultă $u_2 = + U \cdot \cos\omega t$.

Tensiunea u_2 este aplicată prin α_2 la intrarea primului integrator rezultând

$$u_1 = -\frac{1}{RC}\int -\alpha_2 \cdot U \cdot \cos\omega t\, dt = +\frac{\alpha_2 \cdot U \cdot \sin\omega t}{\omega\tau} = U \cdot \sin\omega t \qquad (2.68)$$

dacă $\alpha_2 = \omega\tau$.

Acest tip de oscilator se numeşte în cuadratură deoarece furnizează simultan semnal sinusoidal şi semnal cosinusoidal.

2.8. Invertoare

Inertoarele sunt circuite electronice care transformă energia electrică de c.c. în energie electrică de c.a. caracterizată printr-o anumită frecvenţă, formă de undă şi amplitudine.

Utilizarea invertoarelor este în:

- acţionări electrice;
- alimentarea de siguranţă a unor consumatori - la căderea

accidentală a reţelei alternative;

- alimentarea consumatorilor care cer tensiune şi frecvenţă variabilă (sau alta decât cea de 50 Hz).

Invertoarele se clasifică:

a) după forma de undă a tensiunii de ieşire:
   - cu tensiune de ieşire dreptunghiulară
   - cu tensiune de ieşire sinusoidală

b) după modul de realizare a comutaţiei:
   - cu comutaţie forţată
   - cu comutaţie de la sarcină (cu circuit rezonant).

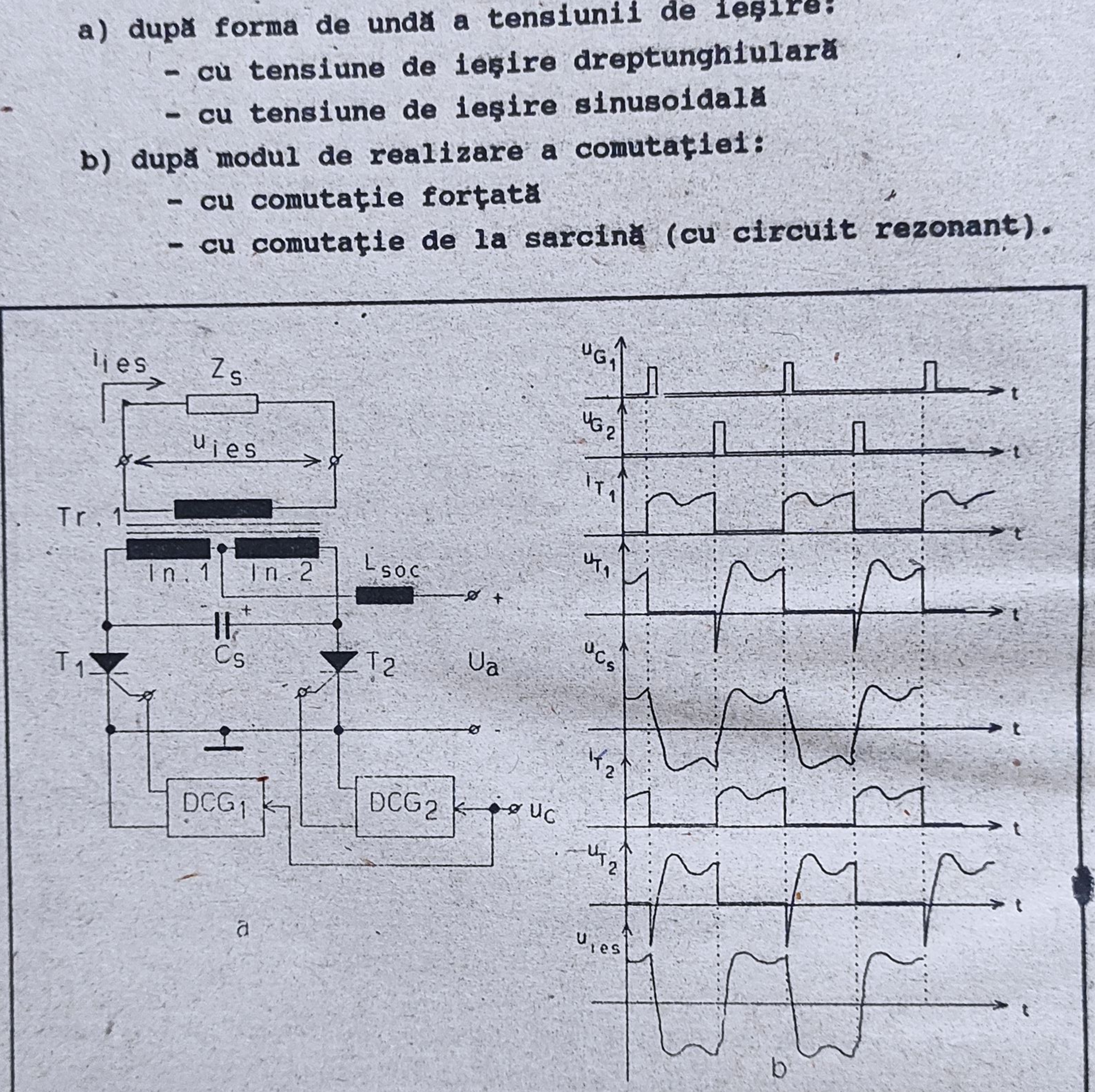

Fig.2.54. Invertor cu tensiune de ieşire dreptunghiulară

Vom exemplifica pe invertorul cu tensiune de ieşire dreptunghiulară a cărui schemă de principiu este dată în fig.2.54.a, iar diagramele de semnale din punctele caracteristice în fig.2.54.b.

<u>Funcţionare</u>: presupunem că tiristorul T_1 conduce şi că se află într-o situaţie staţionară, deci anodul său are un potenţial